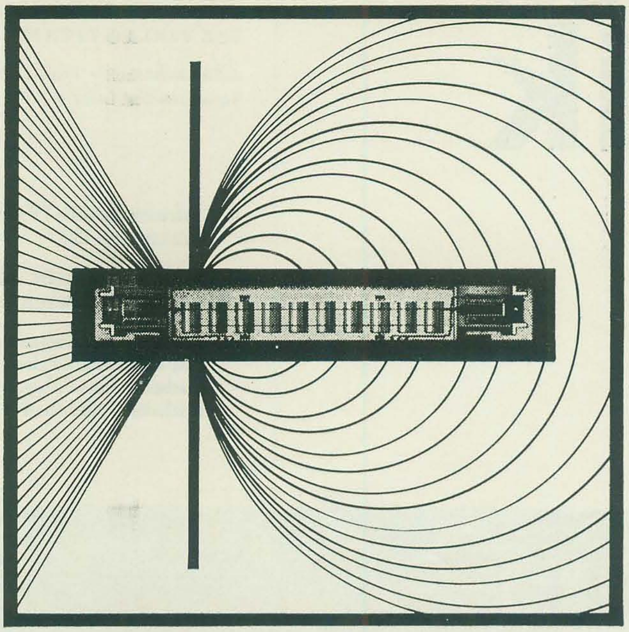
radio fernsehen elektronik

22 · 72

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

2. Novemberheft · Preis 2,00 M
Verlagspostort Leipzig · Für BRD Berlin

- Schwarzweiß-TV-Empfänger „Luxomat 110"
- Bildschirmgerät BIG 2 – ein neues Datenendgerät
- Zwei Batterieladegeräte mit automatischer Ladezustandskontrolle und Ladeendabschaltung



Einseitenbandfilter für den Funkamateur

Wir fertigen seit Jahren für Gerätehersteller der kommerziellen Technik magnetomechanische Bandfilter.
Auf Grund von Produktionsumstellungen sind wir in der Lage, erstmalig preisgünstige Filter für einen befristeten Zeitraum Funkamateuren und Bastlern anzubieten.
Es handelt sich dabei um Einseitenbandfilter MF 200 + E — 0310 und MF 200 + E — 0370. Für die Gruppen BB 1 bis BB 3 betragen die Preise 60,– bis 100,– Mark.
Diese Filter zeichnen sich in Folge der großen Schwinggüte mechanischer Resonatoren durch besonders günstige Selektionseigenschaften aus. Die Wandler der Filter sind so ausgelegt, daß diese sowohl in Röhrenschaltungen als auch in Verbindung mit Transistoren eingesetzt werden können.
Bitte fordern Sie unser Informationsmaterial für diese Filter an.

RFT electronic

Kombinat
VEB Elektronische Bauelemente
153 Teltow
Ernst-Thälmann-Straße 10

Bitte senden Sie mir Informationsmaterial über BB-Filter

Name ______________________

Postleitzahl ______________________

Straße ______________________

Für Studierende der Elektrotechnik
aller Fachrichtungen:

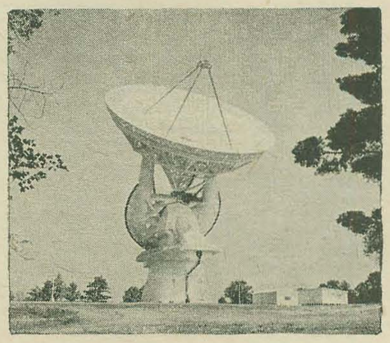
Feldtheorie

Von Prof. Dr.-Ing. habil. G. W u n s c h
Band 1: Mathematische Grundlagen
171 Seiten, 61 Abbildungen, Leinen 18,– M,
Sonderpreis für die DDR 12,– M

Dieses auf zwei Bände bemessene Werk behandelt die Grundlagen der Maxwellschen Theorie des elektromagnetischen Feldes. Im Band 1 werden die wichtigsten mathematischen Grundlagen aus der Vektoranalysis, der Potentialtheorie und der Theorie partieller Differentialgleichungen zusammengestellt.
(Der noch in Vorbereitung befindliche Band 2 befaßt sich mit den stationären, quasistationären und den allgemeinen nichtstationären elektromagnetischen Feldern.)

Durch jede Buchhandlung erhältlich

VT **VEB VERLAG TECHNIK BERLIN**



Zu userem Titelbild

Unser Titelbild entnahmen wir dem Buch des VEB Verlag Technik „Signale aus dem All". Näheres über dieses Buch finden Sie auf Seite 744.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

■

Eigenschaften und Anwendung der Schaltkreisserie D 10

■

Universalanschlußstück für Mono-Tonbandgeräte

■

Instandhaltung funktechnischer Anlagen in Flugzeugen der zivilen Luftfahrt

■

Ein Stereo-Vorverstärker für HiFi-Anlagen

■

Anwendung von Fototransistoren mit Basisbeschaltung

СОДЕРЖАНИЕ

Классификация оптических систем опознования 717

Экранное устройство BIG 2 — новый прибор для вычислительной техники 720

Цветной телевизор 8 725

Черно-белый телевизор «Luxomat 110» 727

Для сервиса 731

Аналогово-цифровой преобразователь электронной измерительной техники, часть 4-я 736

Два зарядных устройства с автоматическим контролем состояния и выключением по окончании процесса заряда 741

Сигналы из космоса? 744

IN THIS ISSUE

Classification of Users of Optical Identifying Systems 717

Screen Device BIG 2 – a New Data Plant 720

Colour Television Receivers 8 725

Black-and-White Televison Receiver "Luxomat 110" 727

Service Informations 731

Analog-Digital Converters of Electronic Measuring Technique, Part 4 736

Two Battery Charging Sets with Automatic Control of the State and Disconnection at the End of Charging 741

Signals from the Universe? 744

Sie lesen in diesem Heft

Anwenderklassifikation optischer Erkennungssysteme 717

Bildschirmgerät BIG 2 – ein neues Datenendgerät 720

Farbfernsehempfänger 8 725

Schwarzweiß-TV-Empfänger „Luxomat 110" 727

Für den Service 731

Analog-Digital-Umsetzer der elektronischen Meßtechnik, Teil 4 736

Zwei Batterieladegeräte mit automatischer Ladezustandskontrolle und Ladeendabschaltung 741

Signale aus dem All? 744

OBSAH

Klasifikace optických poznávacích systémů 717

Obrazovková displej BIG 2 – nový přístroj z oboru zpracování dat 720

Přijímače barevné televize 8 725

Přijímač černobile televize „Luxomat 110" 727

Pro servis 731

Analogově-číslicové převodniky elektronické měřici techniky, díl čtvrtý 736

Dva nabíječe akumulátorů s automatickou kontrolou stavu nabiti a přerušením po dosažení nabitého stavu 741

Signály z vesmíru? 744

Unsere Leser schreiben

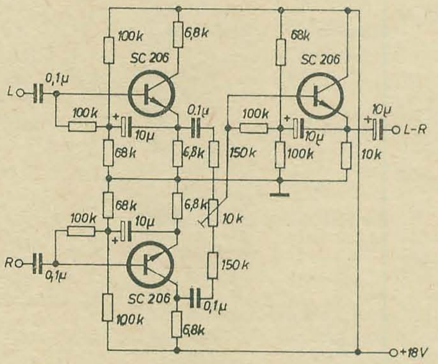
Betr.: rfe 21 (1972) H. 14, S. 451 „Zur Realisierung der Pseudo-Quadrofonie in Wohnräumen", Bild 8

Die im Bild 8 gezeigte Schaltung ist m. E. nicht funktionsfähig, da sie das Summen-, nicht das Differenzsignal bildet. Es müßte eines der beiden Seitensignale statt am Kollektor an dem Emitter des einen Seitensignal-Transistors abgenommen werden, wobei dann Kollektor- und Emitterwiderstand zu vertauschen wären. Außerdem fehlen bei der Differenzsignalstufe die Werte für Mit- und Auskoppelkondensator.

K.-W. P., 22 Greifswald-Wieck

Die Kritik Ihres Lesers ist berechtigt. Durch ein Versehen habe ich aus meiner Schaltungssammlung für Bild 8 statt eines Netzwerkes zur Differenzgewinnung eine Schaltung zur Summenbildung entnommen. Ich bitte sehr, den Fehler zu entschuldigen und folgende Schaltungsberichtigung zu veröffentlichen.

L. Steinke



*

Ich habe einige Leistungstransistoren vom Typ AD 701 G. Leider fand ich die Daten dieses Transistors nirgends, und ich weiß auch nicht, wer ihn herstellt. Können Sie mir helfen?

L. H., 50 Erfurt

Der AD 701 ist ein Ge-pnp-Leistungstransistor des Halbleiterwerks Botevgrad (VR Bulgarien). Seine wichtigsten Daten sind: $U_{CB\,max} = -80\,V$; $I_{C\,max} = -3\,A$; $U_{EB\,max} = -40\,V$; $f_T = 0{,}3\,MHz$; $R_{thjG} = 1{,}5\,grd.W^{-1}$ *bzw.* $P_{v\,max} = 45\,W$ *bei Zimmertemperatur.*

*

In einer Bauanleitung wurde die japanische Diode 1 S 306 verwendet. Mich würde interessieren, durch welche Diode aus unserer Produktion sie sich ersetzen läßt.

N. O., 20 Rostock

Die wichtigsten Daten der Diode 1 S 306 sind: $U_r = -30\,V$; $I_D = +60\,mA$. *Es handelt sich um eine Schaltdiode, ihre Fertigungstechnologie ist die Silizium-Planar-Epitaxialtechnik. In den meisten Fällen müßte sie sich durch unsere SAY ersetzen lassen.*

*

Ist es möglich, Transistorempfänger ohne Batterie zu bauen?

B. L., 65 Gera

Es ist dann möglich, wenn am Empfangsort mindestens ein Sender mit großer Feldstärke einfällt. Die von ihm in einem Schwingkreis hervorgerufene HF-Spannung wird gleichgerichtet und gesiebt und dient zur Spannungsversorgung eines Transistoraudions. Näheres veröffentlichten wir bereits in dem Beitrag: Jakubaschk, H.: Batterielose Transistorempfänger; 11 (1962) H. 1, S. 17 und 18.

Wir müssen Sie aber darauf aufmerksam machen, daß zwar die technische Seite dieser Angelegenheit geklärt ist, jedoch unserer Meinung nach nicht die juristische. Immerhin beziehen Sie die Energie zum Betrieb des Transistors von der Deutschen Post! Für Amateurversuche glauben wir allerdings auch nicht, daß sich hieraus ein Rechtsstreit ergeben könnte!

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Verlagsleiter:
Dipl. oec. Herbert Sandig

102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon: Orts- und Fernverkehr 4 22 05 91, Fernschr.: 011 2228 techn. dd, Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio fernsehen elektronik

Verantwortlicher Redakteur:
Dipl. oec. Peter Schäffer

Redakteure: Adelheid Blodszun, Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel, Ing. Monika Tank

Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Anzeigenannahme

Für DDR-Anzeigen
DEWAG-WERBUNG BERLIN, DDR-1054 Berlin, Wilhelm-Pieck-Str. 49 und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 4

Für Auslandsanzeigen
Interwerbung, DD-104 Berlin, Tucholskystr. 40

Druck:
Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat. Einzelheft 2,00 M

Redaktionsbeirat:

Ing. H. Bauermeister, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dr. rer. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, H. Kreuzberger, H. Kühne, Ing. D. Pratsch, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetërore Tregetimit te Librit, Tirana, Rruga Konference e Pezes

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., Sofia, 11 a Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen Shudian. P.O.B. 88, Peking (China)

Volksrepublik Polen: PKWZ Ruch, Warszawa, Wronia 23

S. R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest

ČSSR: ARTIA-Außenhandelsunternehmen. Ve Smečkách 30, Praha 2, dovoz tisku (obchodni skubina 13); Poštovni novinová služba – dovoz tlače, Leningradská ul. 14, Bratislava; Poštovni novinová služba – Praha 2. Vinohrady, Vinohradska – 46 dovoz tisku

UdSSR: Die städtischen Abteilungen von „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: Posta Központi Hirlapiroda Budapest V, József Nador ter 1

BRD: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Westberlin: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

rfe-Nachrichten

▼ **Ein neuartiges Antennensystem** für die Verbindung Satellit–Erde wurde bei dem sowjetischen interplanetaren automatischen Flugkörper „Venus 8" verwendet. Es besteht aus zwei Antennen, einer Spiralantenne, die am oberen Teil des Flugkörpers starr befestigt ist, und einer ausfahrbaren Antenne, die nach der Landung des Landeteils aus der Sektion ausgeworfen wird. Im Absinkbereich läuft die Verbindung zur Erde über die erste Antenne, nach der Landung wird auf Befehl der Zeitprogrammanlage der Bordsender in regelmäßigen Abständen von der einen auf die andere Antenne umgeschaltet. Das sichert eine zuverlässige Funkverbindung zwischen dem Landeteil und der Erde, denn infolge der Unebenheit der Bodenformation am Landeplatz kann es sein, daß eine Antenne nicht zur Erde ausgerichtet ist.

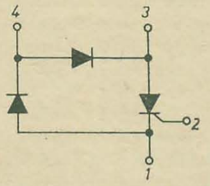
▼ **Farbige Flüssigkristallanzeigen** lassen sich mit Hilfe von Filtern realisieren. Ausgegangen wird dabei von einer Flüssigkristallzelle für eine Schwarzweiß-Anzeige, die polarisiertes Licht bei Durchtritt depolarisiert. Eine zwischen zwei gekreuzten Polarisationsfiltern stehende Flüssigkristallzelle erscheint dunkel, bei anliegender Spannung schaltet sie auf Weiß um. Von einer derartigen Schwarzweiß-Umschaltung eines Farbfilters an beliebiger Stelle der Anzeige gelangt man relativ einfach zu einer Umschaltung schwarz-farbig. Dabei wird eines der Polarisationsfilter gegen einen selektiven Polarisator ausgetauscht, der nur einen bestimmten Teil des Lichtspektrums polarisiert. Somit kann auch zwischen zwei verschiedenen Farben, z. B. von Rot nach Grün, umgeschaltet werden. Die Anzeige bestimmter Zeichen wird durch Unterteilung der Elektrodenflächen auf der Vorder- und Rückseite in Einzelelektroden mit separater Ansteuerung erreicht.

▼ **Samarium-Kobalt-Magnete** zeichnen sich durch einen sehr kleinen Magnetisierungsverlust bei hohen Temperaturen aus. Der Magnetisierungsverlust beträgt bei 200 °C nur 3 % und bei 300 °C nur 8 %. Er ist damit um das vier- bis fünffache kleiner als bei Alnico und zweimal kleiner als bei Platin-Kobalt-Legierungen. Weiterhin sind derartige Dauermagnete in bezug auf allgemeine Entmagnetisierungen wesentlich widerstandsfähiger. Der magnetische Energiegehalt ist gegenüber Alnico zwei- bis sechsmal höher. Als Anwendungen kommen insbesondere der Einsatz in Mikrowellenröhren, in elektrischen Uhren, Motoren und Generatoren in Betracht. Entwicklungsstelle: Varian Associates.

▼ **Als Color-Combiner** wird ein Gerät bezeichnet, mit dem positive Farbfilmkopien herzustellen sind, ohne daß Aufnahmen mit einer Filmkamera erfolgen. Bei dem Verfahren werden die von der Fernsehkamera abgegebenen Farbsignale zur Steuerung eines Systems von drei verschiedenfarbigen Laserstrahlen benutzt. Das aus dem roten, grünen und blauen Laserstrahl gemischte Licht wird als extrem fein gebündelter Strahl zeilenweise über das Filmmaterial gelenkt. Die Rot-, Grün- und Blausignale der Farbfernsehkamera steuern dabei die jeweilige Intensität des roten, grünen bzw. blauen Laserlichts.
Nach dem Verfahren können 16- und 35-mm-Kinofilme belichtet werden. Sie sollen nach Entwicklung positive Farbbilder von guter Schärfe und hoher Farbqualität ergeben. Statt direkt von der Fernsehkamera kann das Gerät auch mit Farbsignalen gesteuert werden, die auf Videoband gespeichert sind.

▼ **Die erste Serie funkgelenkter Uhren** vom Typ „Strela" wurde in der Gerätefabrik von Ordshonikidse produziert. Diese Uhren werden an das Stromnetz angeschlossen und durch die Zeitsignale des Moskauer Rundfunks auf genaueste Zeiteinhaltung gesteuert. Die neue sowjetische Uhrenkonstruktion soll in Flughäfen, auf Bahnhöfen und an Straßenkreuzungen installiert werden.

▼ **Monolithische Schaltungen** (s. unser Bild aus „Elektronik" 21 (1972) H. 4, A 57), die je einen Thyristor und zwei Dioden enthalten, eignen sich **für Kondensatorzündsysteme** und für Anwendungen, die hohe Ströme bei kurzen Impulsen erfordern. Derartige Bauelemente wurden von der Firma RCA unter der Bezeichnung TA 7750 und TA 7751 herausgebracht. Der Thyristor besitzt eine Strombelastbarkeit bis 500 A bei einer Dauer von



5 µs. Bei 75 °C Gehäusetemperatur liegt der Dauerdurchlaßstrom des Thyristors bei maximal 1,5 A und der mittlere Gleichstrom der Dioden bei maximal 0,5 A. Die Bauelemente sind je nach Typ mit periodischen Spitzensperrspannungen von 100, 200, 300 und 400 V erhältlich.

▼ **Mit Hilfe der CCD-Technik** (Charge Coupled Devices) läßt sich eine kompakte und vollständig mit Halbleitern bestückte Farbfernsehkamera aufbauen, die entsprechend den drei Primärfarben drei Anordnungen aus ladungsgekoppelten Bauelementen enthält. Die drei CCD-Anordnungen tragen entsprechende Wolframelekroden und bilden einen Raster aus je 128 × 106 Elementen. In einem Prototyp einer derartigen Fernsehkamera ist es zum ersten Mal gelungen, mit Hilfe der CCD-Technik eine Zeilensprungabtastung zu realisieren. Die CCD-Anordnung ist in zwei Hälften geteilt, eine Hälfte bildet den Bildteil, die andere den Speicherteil. Während der Abtastung werden den Ladungen im Bildteil auf den Speicherteil übertragen. Entwicklungsfirma: Bell Labs.

▼ **Mit Hilfe eines automatisierten akustischen Meßsystems** können Frequenzgänge elektroakustischer Anlagen in einem schalltoten Raum gemessen werden. Das System umfaßt einen Kleinrechner mit digitalem Eingang/Ausgang, eine Speichereinheit und die notwendigen Meßschaltungen, die entsprechend einem vorgegebenen Programm folgende Meßschritte durchführen: Messung des Frequenzganges, Steuerung des Signalpegels, Umschaltung auf verschiedene Signalarten, Auswahl von Signalen über Filter und Anzeige des Signalpegels. Entwicklungsstelle: Elektrotechnisches Labor, Japan

Japanische Konsumgüterelektronikgeräte im Handel

Von den sechs vom Handel angebotenen japanischen Geräten der Rundfunk-, Fernseh- und Fonotechnik sind drei Modelle bereits von der diesjährigen Leipziger Herbstmesse her bekannt. Wir erwähnten im Heft 21 (1972) S. 706, schon die **Stereo-Rundfunk-Kassetten-Heimanlage Crown SHG 47 F**, den **Radio-Kassettenrecorder Toshiba RF-251 F** und die **Radio-Plattenspieler-Kassettentonbandgeräte-Kombination National SC 110 HF**. Letztere kommt als Typ **SG 110 F** in den Handel und hat im Gegensatz zu dem ersterwähnten Typ nur die Wellenbereiche UKW und MW, die beiden Kurzwellenbereiche fehlen hier.
Von den anderen drei Geräten die technischen Daten:

UHF/VHF-Kofferfernsehempfänger Sharp SQ 46 D

Kanäle VHF 2–12, UHF 21–40; 23-cm-Bildröhre; Ausgangsleistung 650 mW; Stromversorgung Batterie/Netz; Abmessungen in mm 345 × 214 × 260; Masse 6 kg.

Radio-Kassettenrecorder Crown CRC 430 FW

Wellenbereiche UKW, MW; Ausgangsleistung 1,5 W; Stromversorgung Batterie/Netz; Abmessungen in mm 203 × 305 × 85; Masse 3,5 kg.

Kassettenrecorder Atakassette

Frequenzgang 250 ··· 6300 Hz; Ausgangsleistung 600 mW; Stromversorgung Batterie Netz; Abmessungen in mm 235 × 130 × 70; Masse 1,7 kg.

Neues bei Rundfunk- und Fernsehempfängern

● Ein auf der Grundlage der CDI-Technik (CDI = Collector-Diffusion-Isolation) hergestellter AM-Rundfunkempfänger besteht aus einer einzigen integrierten Schaltung, an die nur eine Batterie, Kopfhörer und eine Antenne sowie einige Kondensatoren zur Abstimmung und Entkopplung angeschlossen werden müssen. Die Ausgangsleistung dieses Miniatur-Rundfunkempfängers beträgt 3 mW. Eine automatische Verstärkungsregelung ist vorgesehen. Durch Hinzufügen eines einstufigen Leistungsverstärkers kann der Rundfunkempfänger auch mit einem Lautsprecher betrieben werden. Ein derartiger Rundfunkempfänger wird zur Zeit bei der englischen Firma Ferranti entwickelt und soll zur Produktion von billigen Taschenrund-

Speisespannung *Zeichnung: H. Kühn*

funkempfängern sowie zum Einsatz in Fernsehempfängern und Tonbandgeräten dienen.

● Digitale Abstimmungseinrichtungen zur Kanalwahl in Fernsehempfängern gewinnen immer größeres Interesse. Entsprechend einer Lösungsvariante werden dazu Binärzahlen verwendet, die den Kanalzahlen entsprechen. Die Auswahl der vorgegebenen Spannungen für die Kapazitätsdioden erfolgt durch ein binär kodiertes Signal, das in einem Speicher gespeichert wird und an einen Dekoder gelangt. Über den ausgewählten Anschluß erhalten die entsprechenden Kapazitätsdioden die vorgesehenen Spannungen. Der zusätzliche Schaltungsaufwand wurde in Japan vorteilhaft mit der integrierten Schaltungstechnik realisiert.

● Die Ausnutzung des Fernsehrundfunks zur Übertragung von (stillstehenden) Einzelbildern stellt eine Bereicherung der Informationsübertragung an den Fernsehzuschauer dar. Damit lassen sich Zeitungen (spalten- oder seitenweise), grafische Informationen, Fotos, Wetterkarten und Handelsangebote auf dem Bildschirm der Fernsehempfänger darstellen. Theoretisch ließen sich je Halbbild während der Fernsehübertragung ein Bild, also 25 Bilder je Sekunde, übertragen. Zur Betrachtung der übermittelten Bilder wird jedoch eine Zeit von zehn Sekunden für erforderlich gehalten. Auf der Empfängerseite ist ein Speicher mit einer Kapazität für ein Fernsehhalbbild oder mehrere Fernsehhalbbilder notwendig. Das Tonsignal kann über PCM übertragen und muß auf der Empfängerseite wieder dekodiert werden. Derartige Systeme zur Übertragung stillstehender Bilder werden von verschiedenen japanischen Firmen bearbeitet.

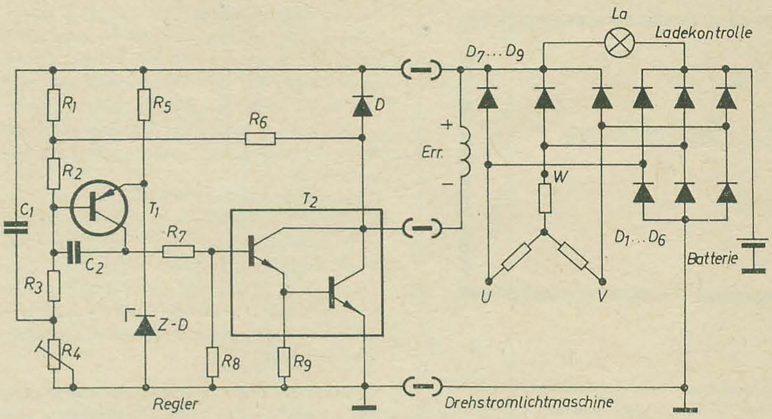
● Unter „frame grabbing" versteht man in der Fernsehtechnik das Herausgreifen von Einzelbildern aus dem laufenden Fernsehprogramm auf der Senderseite. Mit Hilfe eines Magnetplattenspeichers, der in einem Fernsehempfänger eingebaut ist, wird das Festhalten einzelner Bilder auch auf der Empfängerseite ermöglicht. Dabei läßt sich jede Szene des laufenden Programms links neben der großen Bildröhre auf einem weiteren kleinen Schirm betrachten. Ein derartiger Fernsehempfänger wurde von der japanischen Firma Hitachi entwickelt.

● Eine Neuerung auf dem Gebiet der Fernbedienung von Farbfernsehempfängern bildet die Anzeige des gewählten Kanals auf dem Bildschirm. Zu diesem Zweck dient eine integrierte MOS-Schaltung, die die Kanalzahl in einer Größe von etwa 15 cm für 1,5 Sekunden nach Einstellen des gewünschten Kanals auf dem Bildschirm erscheinen läßt. Die Ziffern werden als 7 × 5-Matrix erzeugt, wobei jedes Matrixelement 30 Zeilen des Fernsehrasters benötigt. Entwicklungsfirma: Sharp, Japan.

Regler für Drehstromlichtmaschine

Moderne Kraftfahrzeuge werden in zunehmendem Maße mit Drehstromlichtmaschinen ausgerüstet. Zur Regelung der Batteriespannung schalten in bisher üblichen Fällen mechanische Zweipunkt-Kontaktregler den Ankerstrom. Die Ungenauigkeit dieser Regler liegt bei etwa 5 %. Nachteilig sind die Änderungen der Reglereigenschaften infolge Kontaktabbrand und Alterung der Kontaktfeder. Diese Kontaktregler können vorteilhaft durch elektronische Regler (Bild) ersetzt werden.

Die Spannung wird wie bisher durch Ein- und Ausschalten des Stroms durch die Feldwicklung der Lichtmaschine geregelt. Die typische Schalthysterese beträgt bei Dimensionierung für ein 12-V-Bordnetz 0,3 V. Bei



entladener Batterie schaltet der elektronische Drehstromlichtmaschinenregler den Erregerstrom schon bei niedrigen Spannungen (≈ 1,5 V) ein, was für ein evtl. notwendiges Anschieben vorteilhaft ist.

Der Steuertransistor T_1 und die Leistungsendstufe T_2 sind stromführend, bis die Batteriespannung den eingestellten maximalen Wert erreicht; die Batterie wird geladen. Erreicht die Spannung diesen Wert, werden beide Transistoren abgeschaltet; die Ladung wird unterbrochen. Der Soll-Ist-Vergleich wird wie bei transistorisierten Stabilisatorschaltungen durchgeführt. Störende Abschaltspitzen werden durch D und C_1 unterdrückt. Mit C_2 wird die maximal mögliche Schaltfolge des Reglers auf ein für die Lichtmaschine sinnvolles Maß begrenzt. Der Regler eignet sich auch als Steuereinrichtung für elektronische Ladegeräte.

Literatur: Halbleiter-Schaltbeispiele, Ausgabe 1971/72, Siemens AG

Schaltregler für eine Leistung von 1,5 W

Der im Bild 1 dargestellte Schaltregler benutzt eine Darlingtonstufe T_1T_2 aus drei Ge-Transistoren MP 26 B als Leistungsschalter. Diese Stufe wird von einem emittergekoppelten Trigger angesteuert; D_4 und D_5 sind die Rückschlagdioden mit geringer Sperrträgheit. Die Wicklung w_3 der Schaltdrossel sorgt für schnelles Sperren von T_1. C_2 dient als Beschleunigungskondensator für das Schalten. Der Kreis R_4–D_6 sorgt für sicheren Start der Schaltung, indem er den Transistor T_3 im Einschaltmoment öffnet. Die Frequenz des Schaltvorgangs ändert sich im Bereich 5···10 kHz in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Als Kern für die Drossel wird ein Ferritringkern Material 1000 NM mit 0,25 cm² Querschnitt eingesetzt. Um geringe Schaltverluste in T_1 zu erreichen, muß dieser im offenen Zustand gesättigt sein, hierfür dient die Wicklung w_1 der Drossel. U_d sei die Spannung über w_1, dann gilt:

$$U_d = U_{CB1} + U_{CE2}$$

Bild 2 zeigt die Abhängigkeit des Basisstroms von T_1 von der Spannung U_{CB} und einen Teil der Ausgangskennlinie des Transistors T_2. Der Schnittpunkt beider Kurven gibt den Basisstrom von T_1 (er ist etwa gleich dem Kollektorstrom von T_2) sowie die Spannungen U_{CB1} und U_{CE2} an. Die Spannung U_d kann bestimmt werden, wenn man den Sättigungskoeffizienten für T_1 und T_2 vorgibt, diese wählt man zu $q_s = 1{,}5 \cdots 2$. Die Windungszahl für w_1 ergibt sich zu

$$w_1 \approx w_2 \frac{U_d}{U_{E\,max} - U_a}$$

Weiterhin wird

$$w_3 \approx w_2 \frac{3\,U_{BE}}{U_{E\,max} - U_a}$$

Der Basisstrom für T_2 wird

$$I_{B2} = \frac{q_{s1}\,q_{s2}}{B_{min1}\,B_{min2}} I_{km} \qquad q_{s1}, q_{s2} \approx 1{,}5 \ldots 2$$

wobei B_{min} die minimalen Großsignalstromverstärkungsfaktoren sind, und I_{km} ergibt sich aus

$$I_{km} = I_{a\,max} + \frac{U_a}{2\,L\,f}(1 - k) \qquad k = 0{,}1 \ldots 0{,}5$$

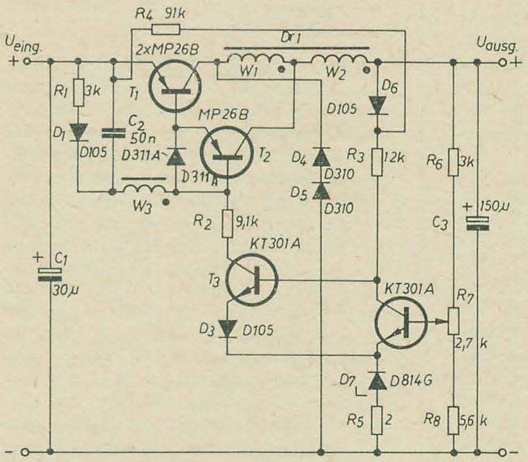


Bild 1 (links): Schaltregler für $P_{ausg} = 1{,}5$ W

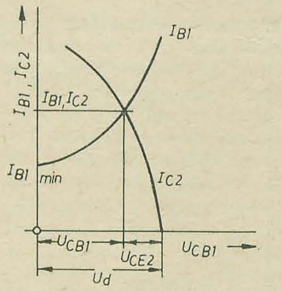


Bild 2: Ermittlung von U_{CB} des Schalttransistors

Bei einer Ausgangsspannung von 15 V und einem Laststrom von 100 mA ergibt sich ein Wirkungsgrad von 84···90 % für Eingangsspannungen von 36···18 V. Die Ausgangsspannung beträgt 15 ± 0,1 V; Restbrumm < 1 %.

Abmessungen des ausgeführten Gerätes in mm: 60 × 55 × 15.

Literatur: Sammelband „Elektronik in der Automatisierungstechnik", Ausg. 2, Moskau 1971 Verlag „Sowjet. Radio", S. 152–155

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 21. JAHRGANG · 2. NOVEMBERHEFT 22·72

Anwenderklassifikation optischer Erkennungssysteme

HANS-EGON STEINHAGEN

Optische Erkennungssysteme bestimmen in zunehmendem Maße das Bild der Peripherie von EDVA. Die Vielfalt möglicher optischer Erkennungssysteme erfordert eine Klassifikation alternativer Systemkonfigurationen nach anwendungstechnischen Gesichtspunkten.

Problemstellung

In der elektronischen Datenverarbeitung ist oft der große Widerspruch zwischen der hohen Geschwindigkeit, mit der die logischen Operationen der Zentraleinheit ausgeführt werden, und der demgegenüber geringen Datenerfassungs- und -eingabegeschwindigkeit als „Flaschenhals" der Datenverarbeitung beklagt worden. Eine sehr wesentliche Möglichkeit zur Überwindung dieses Widerspruchs und zur Ausnutzung der großen logischen Leistungspotenz der Zentraleinheit moderner elektronischer Rechenanlagen ist in dem direkten Umschlag von Informationen, die der humanen Kommunikationssphäre entstammen, in die rechnerinterne Datendarstellung durch optische und akustische Erkennungssysteme zu sehen.

In den vergangenen zehn Jahren ist von seiten der Anwender der Bedarf an Gerätesystemen zum Erkennen optischer Konfigurationen stark angestiegen. Andererseits haben sich durch die technologischen Entwicklungen der letzten Jahre neue Möglichkeiten der technischen Realisierung von Erkennungssystemen ergeben. Jedoch besteht zwischen den vielfältigen Anwenderwünschen und den in der Volkswirtschaft universell und ökonomisch einsetzbaren Erkennungssystemen ein Widerspruch.

- Mit einem in Serie gefertigten Erkennungssystem muß nicht nur ein spezieller Anwenderwunsch, sondern eine Vielzahl ähnlich gearteter Anwenderbedürfnisse befriedigt werden. Das führt in der Regel zu der Notwendigkeit, bei den einzelnen Anwendern organisatorische Veränderungen so vorzunehmen, daß ihre Aufgaben durch eine Version eines Erkennungssystems ausgeführt werden können.
- Dem mit der Entwicklung eines Erkennungssystems beschäftigten Techniker sind zumeist nur einzelne Anwenderbedürfnisse bekannt. Aus diesem Grund ist es für ihn problematisch, ein Gerät zu konzipieren, das bei einer Vielzahl von Anwenderfällen einsetzbar ist.

Dieser Widerspruch kann durch Aktivitäten der Anwendungsforschung überbrückt werden, die zu einer Annäherung zwischen Anwendung und Technik führt. Das bedeutet, daß

- die Anwender ihre Organisationsformen der Datenerfassung und Dateneingabe vereinheitlichen, damit einander in der Grundform ähnliche Datenerfassungsroutinen mit einem Erkennungssystem bearbeitet werden können,
- vom Techniker ein Erkennungssystem so konzipiert werden muß, daß es möglich ist, damit eine Vielzahl ähnlicher Datenerfassungsroutinen zu bearbeiten.

Eine Voraussetzung für diese Annäherung ist die Abstimmung der die Gerätesysteme zum Erkennen optischer Konfigurationen kennzeichnenden anwendungstechnischen Parameter. Auf der Grundlage solcher Parameter kann in einfacher Weise eine Anwenderklassifikation abgeleitet werden. Daraus wird deutlich, daß mehrere Ebenen der Klassifikation von optischen Erkennungssystemen existieren.

Ebenen der Anwenderklassifikation optischer Erkennungssysteme

Optische Erkennungssysteme sind in der Lage, optische Konfigurationen zu erkennen, d. h. speziell, den optischen Konfigurationen gleicher Bedeutung einen determinierten digitalen Kode der zentralen EDVA zuzuordnen. Ein Gerätesystem zum Erkennen optischer Konfigurationen kann durch verschiedene anwendungstechnische Parameter gekennzeichnet werden. Im einzelnen sind dies:

- Art und Format des Datenträgers, der die optischen Konfigurationen enthält
- Umfang und Art der zu erkennenden Zeichenklassen
- Grad der Determiniertheit der Konfigurationen gleicher Bedeutung (oder Klasse)
- Erkennungsgeschwindigkeit
- Erkennungssicherheit.

Allgemein gesehen sind diese Parameter weitgehend unabhängig voneinander, so daß sich entsprechend ihrer Variation eine Mannigfaltigkeit anwenderspezifischer Erkennungssysteme ergibt. Diese Parameter sollen näher betrachtet werden.

Art und Format des Datenträgers

Zweidimensionale optische Konfigurationen können auf Datenträgern aus Papier bzw. Karton oder aus Mikrofilm enthalten sein. In beiden Fällen ist die Information über die zu erkennende optische Konfiguration durch den Kontrast zwischen der auf dem Datenträger aufgetragenen optischen Konfiguration und dem Datenträgerhintergrund beschreibbar. Je nach Art des Datenträgers wird die von einer Lichtquelle ausgehende und durch den Datenträger remittierte (Papier, Karton) oder durchtretende Lichtmenge (Mikrofilm) durch das Erkennungssystem ausgewertet (Bild 1).

Die Wandlung der auf Datenträgern aus Papier oder Karton enthaltenen optischen Konfigurationen wird auf der Grundlage des Unterschieds der remittierten Lichtmenge zwischen Datenträgergrundierung und geschwärzten bzw. gefärbten optischen Konfigurationen (des Kontrastes) vorgenommen. Deshalb werden an diesen Kontrast ganz bestimmte Forderungen gestellt, z. B.

Forderungen an das Weiß des Datenträgers oder

Forderungen an die Schwärzung der Konfigurationen.

Neben der Art des Datenträgers ergeben sich durch das spezielle Datenträgerformat weitere Differenzierungen. Bei Datenträgern aus Karton bzw. Papier lassen sich

streifenförmige,
belegförmige und
seitenförmige

Datenträger unterscheiden.

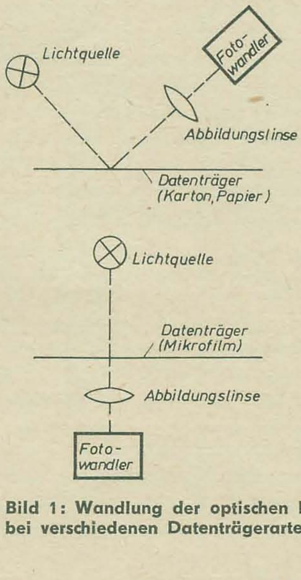


Bild 1: Wandlung der optischen Konfigurationen bei verschiedenen Datenträgerarten

Streifenförmige Datenträger enthalten die optischen Konfigurationen auf einem 3···9 cm breiten und etwa 50···300 m langen Papierband. Der auf diesem Datenträger enthaltene Zeichenvorrat ist auf alphanumerische Zeichen, meist sogar auf numerische Zeichen begrenzt. Diese Zeichen sind quer zur Längsausdehnung des Papierstreifens in einer Zeile angeordnet. Erkennungssysteme, die Daten auf einem streifenförmigen Datenträger zu lesen vermögen, benötigen im Verhältnis zu anderen Datenträgern nur einfache technische Mittel für den Datenträgertransport.

Belegförmige Datenträger enthalten die optischen Konfigurationen auf einem Datenträgerformat ≦ A5. Die zu erkennenden optischen Konfigurationen, die meist auf alphanumerische Zeichen, oft sogar auf numerische Zeichen beschränkt sind, können in einer oder auch in mehreren Zeilen angeordnet sein. Diese Zeilen sind auf dem Beleg an fest vorgegebenen Stellen positioniert. An die Steifigkeit belegförmiger Datenträger müssen bestimmte Forderungen gestellt werden, damit die Datenträgervereinzelung und der Datenträgertransport durch ein maschinelles System mit hoher Geschwindigkeit ausführbar sind.

Auf seitenförmigen Datenträgern können optische Konfigurationen in beliebiger Anordnung enthalten sein. Ihr Format schwankt im Bereich von A6 bis A3. Außer alphanumerischen Zeichen können auf einem seitenförmigen Datenträger Grafiken oder auch Bilder angeordnet sein. Neben dem eigentlichen Erkennen der optischen Konfiguration müssen bei seitenförmigen Datenträgern, die Schriftzeichen und Bilder enthalten, zwischen Bildbereichen und Schriftzeichenbereichen unterschieden werden. Beide Bereiche sind zu lokalisieren, bevor überhaupt eine Erkennung stattfinden kann. Die Positionen der Schriftzeichenzeilen müssen überdies festgestellt werden, bevor eine Erkennung der alphanumerischen Zeichen einer Zeile vorgenommen werden kann.

Im Gegensatz zu den Datenträgern aus Papier bzw. Karton wird beim Mikrofilm die Wandlung der optischen Konfiguration auf der Grundlage der durch den Mikrofilm durchtretenden Lichtmenge vorgenommen (Bild 1). Auf einem Mikrofilmbild der Größe 24 mm × 36 mm sind optische Konfigurationen mit einem Verkleinerungsgrad von üblicherweise etwa 25 gegenüber der Normalgröße dieser Konfigurationen enthalten. Daraus ergibt sich eine wesentlich höhere Informationsdichte des Mikrofilms gegenüber Datenträgern wie Papier oder Karton. Eine derartige Mikrofilmeinheit kann, wie ein seitenförmiger Datenträger aus Papier, Schriftzeichen und Bilder enthalten. Werden derartige Mikrofilmeinheiten sequentiell hintereinander angeordnet, so wird von einem Mikrofilmstreifen (etwa 5 bis 10 Mikrofilmeinheiten) oder von einer Mikrofilmrolle (etwa 100···10 000 Mikrofilmeinheiten) gesprochen. Sind mehrere Mikrofilmeinheiten in zwei Koordinaten gegliedert, so ist dafür die Bezeichnung

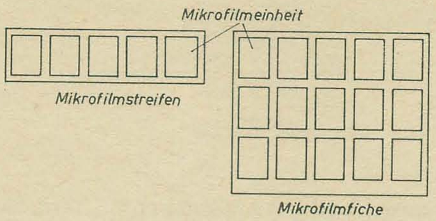


Bild 2: Gliederungsmöglichkeiten der Mikrofilmeinheiten

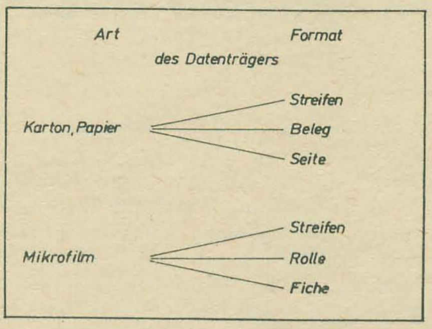


Bild 3: Art und Format von Datenträgern, die optische Konfigurationen enthalten

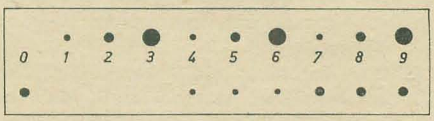


Bild 4: Markierungskode nach Heidinger

Bild 5: Markierungskode nach Hofgaard

Mikrofilmfiches gebräuchlich (Bild 2).

Bild 3 zeigt die verschiedenen Arten von Datenträgern, die optische Konfigurationen tragen können.

In der Praxis sind für optische Erkennungssysteme Bezeichnungsweisen wie Streifenleser, Belegleser oder Seitenleser gebräuchlich. Diese Bezeichnung ist nicht sonderlich treffend, weil die Benennung nur Schlußfolgerungen auf das Format des Datenträgers, der mit dem System gelesen werden kann, zuläßt. Durch das Format des Datenträgers wird primär nur der Datenträgertransport, nicht bzw. nur sekundär jedoch die eigentliche Funktion des Erkennungssystems angesprochen. Diese von sehr vielen Geräteherstellern verwandte Gerätebezeichnung kennzeichnet deshalb nur einen funktionell unwesentlichen (bezogen auf das Erkennungssystem) Teil des Erkennungssystems.

Umfang und Art der zu erkennenden Zeichenklassen

Eine ungleich größere Auswirkung auf die Funktionsweise und das Leistungsvermögen eines Erkennungssystems hat der Umfang und die Art der zu erkennenden Zeichenklassen.

Einfachste Erkennungssysteme sind nur in der Lage, das Vorhandensein oder Nichtvorhandensein einer Markierung (Kreuz-, Punkt- oder Strichmarkierung) zu erkennen. Normalerweise kann aus der Position oder auch aus der Art einer Markierung auf die Bedeutung geschlossen werden, die mit der Markierung vereinbarungsgemäß zum Ausdruck gebracht werden sollte.

Markierungslesende Systeme können auch zum indirekten Erkennen von Schriftzeichen, insbesondere von numerischen Zeichen, genutzt werden, indem über- bzw. unterhalb des zu erkennenden Zeichens zusätzlich eine spezielle Kodierung dieses Zeichens durch Markierungen angebracht wird. Für jedes Zeichen wird die Information also einmal im visuell durch den Menschen lesbaren Kode und zum anderen im maschinenlesbaren Kode gedruckt. Das Anbringen von Zusatzzeichen ist zeitaufwendig, wenn es nicht parallel mit dem Zeichendruck erfolgt. Beispiele für solche Markierungskodes sind der Kode von *Heidinger* (Bild 4) und der Kode von *Hofgaard* (Bild 5). Der Vorteil solcher Markierungsleser ist, daß die technische Realisierung mit sehr geringem Aufwand erfolgen kann. Beim Markierungskode von Heidinger wird der 1 : 10-Kode der numerischen Zeichen in einen 2 : 4-Kode der Markierungen transformiert, so daß der Umfang der „Klassen" durch die Kodierung von 10 auf 4 reduziert wird.

Numerische Zeichenerkennungssysteme sind in der Lage, die zehn numerischen Zeichen zu lesen. Diese Zeichen werden meist noch durch zwei bis sechs Sonderzeichen ergänzt, denen spezielle Bedeutungen bzw. Befehle zugeordnet werden können.

Mit alphanumerischen Zeichenerkennungssystemen können neben numerischen Zeichen auch alphabetische Zeichen gelesen werden. In Abhängigkeit von der Anzahl der Sonderzeichen und einer Unterscheidung zwischen Groß- und Kleinbuchstaben beträgt der Umfang der zu unterscheidenden Zeichenklassen 42 bis 64. Alphanumerische Erkennungssysteme sind nur in der Lage, Einzelzeichen zu erkennen, d. h. aus der vorliegenden optischen Konfiguration den wahrscheinlichsten digitalen Kode eines Zeichens abzuleiten. Ist ein Einzelzeichen bis zur Unkenntlichkeit verstümmelt, so kann es falsch erkannt oder zurückgewiesen werden.

Textleser sind in der Lage, auf schwer erkennbare Einzelzeichen zu schließen (Vorhersage) und falsch erkannte Zeichen zu korrigieren (Korrektur). In solchen Textlesern wird durch einen Kontextanalysator die Folgewahrscheinlichkeit der Einzelzeichen und die Wortsyntax berücksichtigt.

Bei den Schriftzeichen ist durch die zeilenweise Gliederung der Zeichen und durch die Blockung (Leerzwischenraum zwischen Wörtern, Satzzeichen) die Makrostruktur beliebiger Zeichenfolgen weitestgehend determiniert und erklärt. Im Gegensatz dazu sind bei beliebigen grafischen Anordnungen sehr viele verschiedenartige strukturelle Anordnungen von geometrischen Elementen möglich, die ebenfalls durch das Erkennungssystem zu analysieren sind. Deshalb sind bei

grafischen Erkennungssystemen zwei Analyseebenen zu unterscheiden:

- die Analyse geometrischer Grundfiguren (Bild 6)
- die Analyse der strukturellen Anordnung geometrischer Grundfiguren.

Die letztgenannte Analyse führt zur strukturellen Beschreibung von geometrischen Konfigurationen (z. B. Beschreibung einer Entwurfszeichnung), also zu einer geometrischen Modellierung.

Bei Bilderkennungssystemen wird die optische Konfiguration nicht nur durch Schwarzweißinformationen, sondern auch durch beliebige dazwischenliegende Graustufen sowie Farbtöne dargestellt. Bilderkennungssysteme sind i. allg. nicht in der Lage, ein beliebiges Bild nach allen in ihm enthaltenen Objekten zu analysieren. Vielmehr sind die Aufgabenstellungen meist so gelagert, daß durch das Erkennungssystem festgestellt wird, ob und wo sich bestimmte, definierte Objekte in einem Bild befinden. Diese Erkennungsstrategie wird als Objektselektion bezeichnet, d. h., in einem Bild, das eine Vielzahl bekannter und unbekannter Objekte beinhaltet, werden nur definierte Objekte mit bekannten Eigenschaften erkannt.

Grad der Determiniertheit der Konfiguration

Der Aufwand für die Realisierung eines Erkennungssystems nimmt mit dem Grad der Determiniertheit der zu erkennenden optischen Konfiguration erheblich ab. Je höher der Grad der Determiniertheit ist, d. h., je exakter die optische Konfiguration beschreibbar ist und je geringer die Toleranzen dieser Beschreibung sind, um so einfacher läßt sich ein technisches Erkennungssystem realisieren. Entsprechend dem Grad der Determiniertheit der optischen Konfiguration können verschiedene Geräteklassen unterschieden werden, die sich auch entwicklungsmäßig in dieser Reihenfolge qualifiziert haben.

Bei der Klasse der Gerätesysteme zum Erkennen stilisierter Konfigurationen wurden zuerst Markierungsleser gebaut. Die zu erkennenden Daten wurden in Markierungen kodiert, an die ganz bestimmte Toleranzforderungen gestellt wurden. Um den Nachteil der doppelten Informationsspeicherung zu umgehen, aber gleichzeitig den ökonomischen Aufwand numerischer und alphanumerischer Erkennungssysteme hinreichend gering zu halten, wurden stilisierte Schriftarten entwickelt. Diese stilisierten Schriftarten sind visuell durch Menschen lesbar. Ihre spezifische geometrische Strukturen beinhalten eine indirekte und für das Erkennungssystem zweckmäßige Kodierung.

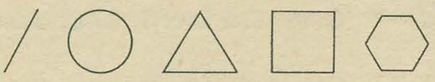


Bild 6: Beispiele für geometrische Grundfiguren

Bild 7: Stilisierte Schriftart OCR-A

Eine der bekanntesten stilisierten Schriftarten ist die OCR-A-Schrift (Bild 7). Sie verwendet möglichst nur vertikale und horizontale Strichelemente zur Zeichendarstellung. Für die Erkennung der Zeichen dieser Schriftart ist deshalb eine Analyse der orthogonalen Strichelemente ausreichend. Eine derartige Analyse ist technisch mit geringen Mitteln realisierbar.

Die weiteren Bestrebungen, Voraussetzungen für einfache Erkennungssysteme zu schaffen, hatten zum Ziel, eine Standardisierung auf eine Ausführungsart der optischen Konfigurationen vorzunehmen. Durch den hohen Grad der Deterministik angebbarer Elemente der optischen Konfigurationen sind Erkennungssysteme realisierbar, deren Aufwand in ökonomisch vertretbaren Grenzen liegt. Gerätesysteme zum Erkennen einer standardisierten Schriftart (z. B. OCR-B) werden auch als Monofontleser bezeichnet.

Den Standardisierungsbestrebungen sind durch das Nebeneinanderbestehen verschiedenartiger Drucksysteme gewisse Grenzen gesetzt. Aus diesem Grund hat man komplexe Zeichenerkennungssysteme entwickelt, die in der Lage sind, mehrere Ausführungsarten optischer Konfigurationen mit gleicher Bedeutung zu erkennen. Diese Gerätesysteme, die auch als Multifontleser bezeichnet werden, benötigen im Verhältnis zu den Monofontlesern einen wesentlich höheren technischen und ökonomischen Aufwand, um verschiedenen Ausführungsformen der optischen Konfigurationen einer Klasse ein und demselben digitalen Kode zuzuordnen.

Bei der Handschriften- und Handskizzenerkennung sowie Problemen der Bilderkennung ist eine außerordentlich hohe Variationsbreite der Ausführung der optischen Konfigurationen zulässig. Trotzdem enthalten diese Konfigurationen deterministische Eigenschaften, die nur durch große Streuungen verdeckt und nicht mit den Elementen der Konfiguration identisch sind. Gerätesyteme zum Erkennen von Konfigurationen hoher Varianz verfügen über zusätzliche Analysesysteme, die in der Lage sind, höhere Eigenschaften optischer Konfigurationen zu erfassen.

Erkennungsgeschwindigkeit

In Abhängigkeit von der Geschwindigkeit, mit der die Erkennung von optischen Konfigurationen vorgenommen wird, können drei Bereiche unterschieden werden:

1. langsame Lesesysteme: 10··· 150 Zeichen/s
2. schnelle Lesesysteme: 300··· 800 Zeichen/s
3. Hochgeschwindigkeitsleser: 1000···3000 Zeichen/s

Dem Trend zu Hochgeschwindigkeitslesern ist nicht vorbehaltlos zuzustimmen, weil eine Vielzahl von Anwenderfällen durch langsamere Erkennungssysteme bei ökonomisch effektiveren Leistungsparametern abgedeckt werden kann.

Erkennungssicherheit

In der Datenverarbeitung spielt die Erkennungssicherheit eine große Rolle, weil jeder Fehler bei der Dateneingabe Eingriffe durch den Menschen erforderlich macht. Mit geringem Grad der Determiniertheit der optischen Konfigurationen ist es immer schwieriger und gerätetechnisch aufwendiger, die Fehlerquote gering zu halten. Dies ist jedoch erforderlich, um die zeitlichen Vorteile der direkten Dateneingabe nicht preiszugeben. In Abhängigkeit von der Erkennungssicherheit lassen sich drei Abstufungen vornehmen:

1. Erkennungssysteme mit geringen Präzisionsforderungen: 10^{-3} Fehler/Zeichenzahl
2. Präzisions-Erkennungssysteme: $10^{-3}\cdots10^{-6}$ Fehler/Zeichenzahl
3. Hochpräzisions-Erkennungssysteme: $10^{-6}\cdots10^{-9}$ Fehler/Zeichenzahl

Schlußfolgerungen

Die in der Praxis gebräuchlichen Bezeichnungsweisen für optische Erkennungssysteme kennzeichnen jeweils nur einen anwendungstechnischen Aspekt und können irreführend sein. Die Vielzahl der existierenden anwendungstechnischen Parameter machen eine koordinierte Zusammenarbeit zwischen Anwender und Geräteentwickler notwendig. Dafür bildet die in Tafel 1 zusammengefaßte Anwenderklassifikation auf der Grundlage der anwendungstechnischen Parameter eine exakte Grundlage.

Bei der Entwicklung optischer Erkennungssysteme ist nicht vorbehaltlos höchste technische Leistungsfähigkeit, sondern primär höchste ökonomische Effektivität anzustreben.

Tafel 1: Klassifikation von Erkennungssystemen durch anwendungstechnische Parameter

Datenträger		Umfang und Art der Zeichenklassen	Grad der Determiniertheit	Erkennungsgeschwindigkeit	Erkennungssicherheit
Art	Format				
Papier / Karton	Streifen	Markierungen	stilisierte Konfigurationen	10···150 Z/s (langsam)	$> 10^{-3}$ (gering)
	Beleg	numerische Zeichen	standardisierte Konfigurationen	300···800 Z/s	$10^{-3}\cdots10^{-6}$
	Seite	alphanumerische Zeichen	multiple Konfigurationen	(schnell)	(hoch)
Mikrofilm	Rolle	Wort- und Satzstrukturen (Textleser)		1000···3000 Z/s	$10^{-6}\cdots10^{-9}$
	Streifen	grafische Strukturen	stochastische Konfigurationen	(Hochgeschwindigkeitsleser)	(sehr hoch)
	Fiche	Bildstrukturen			

Bildschirmgerät BIG 2 – ein neues Datenendgerät

W. CASPAR, C. DITTRICH, K. STRUNZ, CH. UHLIG

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der TH Karl-Marx-Stadt

Die ständig wachsende Verflechtung und Kooperation der Wirtschaft und Wissenschaft fordern in immer stärkerem Maße die Verbesserung und Erweiterung des Informationsaustauschs auch über große Entfernungen hinweg. Für eine rationelle Verarbeitung und Auswertung dieser schnell zunehmenden Datenmengen ist eine Vereinfachung der Kommunikation zwischen Informationsquelle und Mensch unumgänglich. Da sowohl Rechner als auch künftige Datenübertragungsnetze eine digitale, für eine direkte Auswertung durch den Menschen ungeeignete Datenstruktur besitzen, müssen optimale, universell einsetzbare Kommunikationseinrichtungen entwickelt werden. Die digitale Datenstruktur muß in eine Form umgewandelt werden, deren Aufnahme durch den Menschen mit maximaler Kanalkapazität erfolgen kann. Da das menschliche Sehorgan von allen Sinnesorganen die größte Kanalkapazität besitzt, werden die Daten optisch dargestellt. Sie werden in den alphanumerischen Zeichenvorrat, einige Sonderzeichen und/oder in grafische Darstellungen (z. B. Diagramme, räumliche Abbildungen usw.) umgewandelt. Damit ist ein optimaler Informationsfluß zwischen den kodiert ankommenden Daten und dem endgültigen Verstehen und Auswerten dieser Daten möglich.
Diese Forderungen lassen sich gegenwärtig am besten mit Bildschirmgeräten realisieren. Im Vergleich zu bisher üblichen Datenendgeräten, z. B. Druckern, seien die wichtigsten Vorteile angeführt:

- sehr hohe Ein- und Ausgabegeschwindigkeiten
- Manipulationen an oder mit der Darstellung (Korrektur, Veränderungen, Ergänzungen)
- Ein- und Ausgabe von grafischen Darstellungen möglich
- Ein- und Ausgabe ohne zusätzliche Datenträger
- Darstellung ist stets in kodierter Form vorhanden (Möglichkeit der Weiterverarbeitung)
- einfaches Hervorheben wichtiger Teile der Darstellung (Farbe, Flimmern)
- Darstellmöglichkeit für bewegte Objekte
- Geräuschlosigkeit

Ausführbare Grundfunktionen

Es werden im wesentlichen drei Hauptfunktionen unterschieden:

1. Empfangsfunktion
2. Steuerfunktion
3. Sendefunktion

Empfangsfunktion

Die Empfangsfunktion setzt sich aus der Aufnahme der digital ankommenden Informationen, deren Entschlüsselung und Wiedergabe auf dem Bildschirm zusammen.
Der Datenempfang kann auf zweierlei Weise erfolgen, zum einen über verschiedene disjunktiv verknüpfte Eingangskanäle, die wahlweise durch die Tasten ES1, ES2 und EP (Empfang seriell 1 und 2 und Empfang parallel) zugeschaltet werden können, und zum anderen über die durch die Taste TA zuschaltbare Tastatur. Da die Kanäle disjunktiv verknüpft sind, kann bei Bedarf die Anzahl der zur Verfügung stehenden Empfangskanäle beliebig vergrößert werden.
Die folgenden Funktionsbeschreibungen beziehen sich auf den verwendeten ISO-7-Bit-Kode, in den auch die über die Tastatur eingegebene Information gewandelt wird. Es kann aber auch ein beliebiger anderer Kode benutzt werden.
Eine Datenübertragung beginnt mit dem Zeichen STX. Damit wird die Schreibposition an die linke obere Bildschirmecke (Position 1, Zeile 1) geschaltet, d. h., es wird ein definierter Anfangszustand hergestellt. Jedes ankommende alphanumerische Zeichen wird an die Stelle der jeweiligen Schreibposition, die durch eine waagerechte Unterstreichung (Marke M1) gekennzeichnet ist, geschrieben. Danach rückt Marke M1 eine Position nach rechts bzw. am Zeilenende auf die erste Position der nächsten Zeile. Dabei werden evtl. auf dem Bildschirm stehende Zeichen gelöscht und überschrieben.
Eine Löschung des Bildschirminhalts kann manuell mit der Taste GL – Generallöschung – oder durch das ankommende Zeichen FF erfolgen. Im ersten Fall wird die Marke M1 wieder auf den Anfangspunkt zurückgeschaltet, im zweiten Fall wird die Marke lediglich eine Position weiter bewegt.

Steuerfunktion

Steuerfunktionen sind solche Funktionen, die die Art und den Ort der Symboldarstellung auf dem Bildschirm beeinflussen. Bestimmte Funktionen können von einem definierten Anfangspunkt ausgehend wahlweise bis Bildende, Zeilenende, Wortende oder bis zu einem anderen, ebenfalls frei wählbaren Punkt ausgeführt werden. Diese Steuerung erfolgt über die drei Operationsendewahl-Tasten WE, ZE und M2.
Es können folgende Funktionen ausgeführt werden:

1. Steuerzeichen STX – start of text

Dieses Kodesignal wird, wie bereits erwähnt, über eine Datenleitung als Eingangsinformation aufgenommen und verarbeitet. Es bewirkt die Rückstellung der Marke M1 auf die 1. Position der 1. Zeile.

2. Steuerzeichen NL – new line

Durch den Empfang des Signals bzw. durch das Betätigen der entsprechenden Taste werden die bis zum Zeilenende noch offenen Positionen übersprungen, und die Marke M1 schaltet auf die 1. Position der nächsten Zeile. Zu beachten ist, daß durch Betätigen der Taste ZS – Zeichen speichern – dieses empfangene Formatsteuerzeichen wahlweise in den Arbeitsspeicher eingespeichert werden kann.

3. Steuerzeichen LF – line feed

Durch den Empfang dieses Signals bzw. durch das Betätigen der entsprechenden Taste wird Marke M1 eine Zeile tiefer an die gleiche Position geschrieben. Für das wahlweise Einspeichern des empfangenen Steuerzeichens gilt das unter 2. bezüglich der Taste ZS Geschriebene.

4. Steuerzeichen GL – Generallöschung

Durch Betätigen der Taste GL wird der Bildschirminhalt gelöscht und die Marke M1 auf die erste Position der ersten Zeile geschaltet. Eine Einspeicherung dieses Signals erfolgt nicht. Durch Betätigen der Taste FF (□) wird der Löschbefehl in den Arbeitsspeicher eingeschrieben, damit er gesendet werden kann, ohne daß der Bildschirminhalt selbst gelöscht wird. Wird dieses Signal empfangen, so bewirkt es die Löschung des Bildschirminhalts, jedoch ohne die Position der Marke M1 zu verändern.

5. Marken

Es werden zwei Marken M1 und M2 verwendet. Beide Marken sind durch je ein Tastenquintupel nach allen vier Richtungen beweglich. Die Mitteltaste hat bei beiden die Aufgabe, einen der Orientierung auf dem Bildschirm dienenden Punkt-Hilfsraster zu schreiben. Gleichzeitig wird dadurch die Geschwindigkeit der Markenbewegung erhöht.
Die Marke M1 – Unterstreichung – gibt, wie bereits erwähnt, die Schreibposition für das nächstfolgende Zeichen an. Weitere Aufgaben werden später beschrieben. Diese Marke kann außer durch das oben beschriebene Tastenquintupel noch durch die Funktionen NL, STX, LF, GL und durch Rück- und Leertaste bewegt werden.
Ist nur diese Marke eingeschaltet, so wird sie flimmerfrei wiedergegeben. Wird jedoch durch die Taste MS – Markensteuerung – die Marke M2 mit angezeigt, flimmern beide Marken auffällig.
Die Marke M2 ist ein senkrechter Strich und wird für die im folgenden beschriebenen Funktionen benötigt.

6. Text erweitern

Der Teilbildinhalt wird ab Marke M1 bis zum gewählten Operationsende durch Betätigen der Taste TE schrittweise nach rechts verschoben.

7. Text verdichten

Der Teilbildinhalt wird ab Marke M1 durch Betätigen der Taste TV schrittweise

bis zum gewählten Operationsende nach links verschoben.

8. Text umspeichern

Vom gesamten Bildschirminhalt kann ein Teil an eine andere Bildschirmposition, deren Anfangsposition mit Marke M 1 gekennzeichnet wird, übertragen werden. Der Anfang des zu übertragenden Teils wird durch die Marke M 2 gekennzeichnet und das Ende durch die Tasten für die Operationsendewahl festgelegt. Nach dem Drücken der Taste TU wird der Umspeichervorgang ausgelöst. Dabei bleibt die Erstinformation erhalten, so daß dieser Vorgang auch mehrfach wiederholt werden kann.

9. Suchlauf

Werden über einen Eingangskanal Daten aufgenommen, so kann diese Information nach einem bestimmten Stichwort durchsucht werden. Falls dieses Wort in der ankommenden Information enthalten ist, wird der diesem Wort folgende Teil der Information wiedergegeben. Dazu wird der entsprechende Kanal zugeschaltet, das Stichwort durch die Tastatur linksbündig auf die erste Zeile des Bildschirms geschrieben und die Taste SU gedrückt. Alle Daten vor diesem Stichwort werden überlesen, d. h., sie werden nicht mit abgebildet.

Sendefunktion

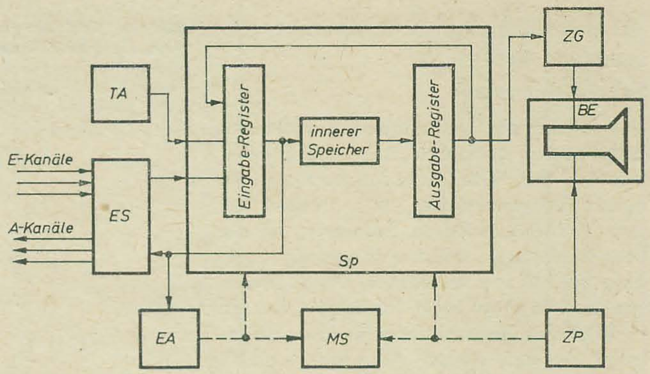
Als Sendefunktion wird das aktive Senden des Bildschirminhalts, genauer des Speicherinhalts, bezeichnet. Dabei können analog zur Empfangseinrichtung mehrere Kanäle, die durch SS1, SS2 und SP bezeichnet sind, durch Tastenschalter eingeschaltet werden.
Der Anfang des zu sendenden Bildschirminhalts wird durch die Marke M 1 und das Ende durch die Tasten für Operationsendewahl bestimmt.
Werden die vorher beschriebenen Formatsteuerzeichen NL und LF durch Einschalten der Taste ZS mit gespeichert, dann wird beim Senden genau der durch diese Formatsteuerzeichen gekennzeichnete Ablauf eingehalten, und es werden die Informationen, die hinter diesen Zeichen auf der Zeile stehen, nicht mit gesendet. Der umgekehrte Fall tritt beim Empfang von Informationen mit Formatsteuerzeichen ein. Es kann also die rechte Bildschirmhälfte unverändert stehengelassen werden, und nur die linke Hälfte wird empfangen bzw. gesendet.

Realisierte Lösung

Grundstruktur des realisierten Gerätes

Wenn man die Forderungen an das realisierte Gerät zusammenfaßt, ergibt sich die Grundstruktur mit den jeweiligen konkreten Eigenschaften der einzelnen Strukturelemente (Blöcke). Außerdem sollten bei der Festlegung der Funktionsblöcke möglichst scharf trennbare Einheiten entstehen, d. h., die Blöcke sollten eine funktionelle und logische Einheit bilden, die Anzahl der Verbindungsleitungen sollte klein sein, und die Blöcke sollten auch weitgehend autonom betrieben werden

Bild 1: Blockschaltbild des Bildschirmgerätes BIG 2



können, was sich insbesondere bei Tests und Fehlersuche als günstig erweist. Im einzelnen sind das folgende Baugruppen (Bild 1):
Zur Speicherung der eingegebenen Informationen ist eine Speichereinheit (SP) vorgesehen, in der auch alle für die Speicherung notwendigen Vorgänge gesteuert werden. Im Zeichengenerator (ZG) werden die zur Ablenkung und Dunkeltastung des Elektronenstrahls bei der Zeichenschreibung benötigten Spannungen erzeugt. Die Position der darzustellenden Symbole auf dem Bildschirm wird mit Hilfe einer besonderen Schaltung, der Zeichenpositionierung (ZP), festgelegt. Sie gibt die Positionsadresse digital an die interne Steuerung und als analogen Spannungswert an die Ablenkeinheit. Die eigentliche Sichtanzeige der gespeicherten Informationen selbst geschieht in der Bildröhreneinheit (BE). Die Verarbeitung der einlaufenden Steuerinformationen (Formatsteuer-, Start- und Endezeichen) und die Bildung der aktuellen Eingabeadresse erfolgt in der Baugruppe Eingabeadressierung (EA).
Ein- und Ausgaben von Informationen über anschließbare Geräte und Übertragungskanäle verlaufen über eine Empfangs- und Sendeeinheit (ES), deren äußere Schnittstelle so flexibel gestaltet wurde, daß über einfache Anpassungsschaltungen die verschiedensten Geräte angeschlossen werden können. Die manuelle Eingabe von Daten und Steuerinformationen wird durch eine kombinierte Daten- und Funktionstastatur (TA) ermöglicht. Über die beiden Einheiten Tastatur und Bildröhreneinheit ist dann ein Dialog Mensch–Maschine möglich.
Für die Steuerung der Grundfunktionen, der Markendarstellung und der Befehlsgabe an die anderen Blöcke sorgt eine Steuereinheit (MS).
Mit der oben getroffenen Einteilung der Blöcke und unter Berücksichtigung der Forderungen an das Gerät wurde das Blockschaltbild des Sichtgerätes BIG 2 entworfen. In ihm sind der Übersichtlichkeit wegen die Steuerleitungen zwischen den Blöcken weggelassen worden.

Interne Zyklen

Die Konzeptionen aller Grundfunktionen bauen auf drei elementaren internen Zyklen auf. Das sind: Symbolschreibzyklus, Speicherzyklus und Bildwiederholzyklus. Diese sollen im folgenden näher betrachtet werden.

Vorangestellt wird eine Betrachtung über die zeitliche Bilanzierung der Zyklen. Ausgegangen wird von der beim Bildschreiben notwendigen Bildwiederholfrequenz. Um ein für den Betrachter flimmerfreies Bild zu erhalten, wurde die Bildwiederholfrequenz auf etwa 45 Hz festgelegt. Der Inhalt eines Bildes soll 1024 Symbolpositionen umfassen. Damit ergibt sich eine Symbolschreibzeit von

$$t_{symbol} = \frac{1}{1024 \cdot 45\ \text{Hz}} \approx 22\ \mu s$$

Während dieser Zeit t_{symbol} muß die Position des entsprechenden Symbols eingestellt und das Symbol mit dem Elektronenstrahl geschrieben werden. Der verwendete Ferritkernspeicher als Bildwiederholspeicher hat eine Zykluszeit von 8,5 μs. Aus dieser Zeitbilanz ergab sich die Möglichkeit der Ineinanderschachtelung von zwei Speicherzyklen in einen Symbolschreibzyklus. Dadurch können die Grundfunktionen ohne zusätzliche Pufferspeicher realisiert werden. Außerdem wird bei Ein- und Ausgaben und bei der Ausführung von Grundfunktionen das Bildschreiben und damit die Anzeige nicht unterbrochen. Der gesamte innere Ablauf im Bildschirmgerät wird vom Zeichengenerator bestimmt. Er liefert zwei Taktsignale zur Steuerung des Geräts, das sind Zeichenmitte (ZM) und Zeichenende (ZE). Wie aus der Bezeichnung schon zu erkennen ist, handelt es sich dabei um Impulse, die jeweils in der Mitte bzw. am Ende eines Zeichenschreibzyklus abgegeben werden.

Die beiden Speicherzyklen wurden so verteilt, daß stets in der zweiten Hälfte des Symbolschreibzyklus, d. h. nach ZM, der Speicher einen Lesezyklus für die Symboldarstellung durchführt. In der ersten Hälfte, d. h. nach ZE, kann dann ein Speicherzyklus je nach eingestellter Funktion ablaufen.
Aus Gründen der Positionsablenkung und der günstigeren Realisierbarkeit der Grundfunktionen werden stets alle Bildschirmpositionen nacheinander in natürlicher Reihenfolge angesteuert. Das bedeutet, daß auch der Speicher in dieser Reihenfolge synchron abgefragt werden muß. Für die interne Datenorganisation heißt das, der Bildschirminhalt ist eine eindeutige Abbildung des Speicherinhalts. Die Formatsteuerzeichen müssen also beim Abspeichern der eingegebenen Daten berücksichtigt werden. In den folgenden Abschnitten soll näher auf die tech-

nische Realisierung der Baugruppen eingegangen werden.

Zeichengenerator

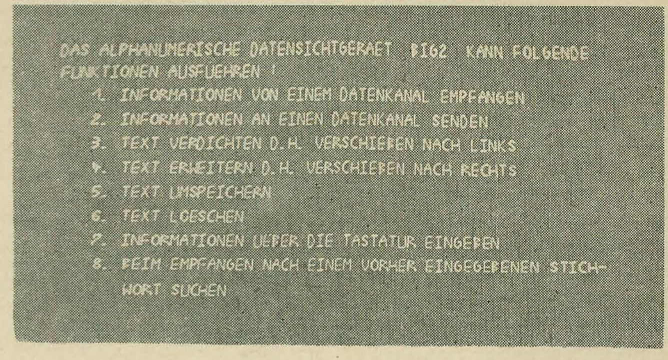
Der verwendete Zeichengenerator arbeitet nach einem Verfahren der Strichschreibtechnik mit Kondensatoraufladung. In einem Festwertspeicher, im speziellen Fall einer kombinatorischen Schaltung, ist die Forminformation aller verfügbaren Symbole (Bild 2) fest verdrahtet. Der Festwertspeicher wird in zehn Schritten, die mit Hilfe eines Zählers erzeugt werden, abgefragt. An den sieben Ausgängen erhält man die für die Form des Symbols notwendigen Impulsfolgen. Die sieben Impulsfolgen dienen zur inkrementalen Steuerung der Kondensatorladung (+ x, — x, + y, — y), zur Helltastung des Elektronenstrahls (z) und zur Verdopplung der Ladegeschwindigkeit der Integratoren (X, Y), um auch Anstiegswinkel von etwa 26 bzw. 64° erzeugen zu können. Die Spannung an den Ladekondensatoren wird über einen Verstärker und Impedanzwandler geschickt, um eine Anpassung bezüglich Pegel und Ausgangswiderstand an den nachfolgenden Ablenkverstärker vorzunehmen. Außerdem muß ein fester Arbeitspunkt, der zum Erreichen möglichst kleiner Ruheströme in der Ablenkeinheit nicht zu hoch liegen soll, eingestellt werden. Dieser Arbeitspunkt legt praktisch den Nullpunkt eines gedachten Koordinatensystems, in das das Symbol eingeschrieben wird, fest. Um z. B. die Schreibzeilen auf dem Bildschirm exakt gerade verlaufen zu lassen, müssen diesen Nullpunkten für alle Zeichen gleiche Spannungspegel zugeordnet werden, d. h., die das Symbol schreibenden Wechselspannungen müssen unabhängig von ihrem arithmetischen Mittelwert dem Arbeitspunkt überlagert werden. Dazu ist ein Gleichspannungsverstärker notwendig, der wegen der relativ hohen Symbolschreibgeschwindigkeit eine obere Grenzfrequenz von etwa 5 MHz haben muß. Im realisierten Gerät wurden zwei mit komplementären Transistoren bestückte Gleichspannungsverstärker verwendet.

Das im ISO-7-Bit-Kode kodierte Symbol gelangt mit Zeichenende (ZE) getaktet in das Pufferregister des Zeichengenerators. Über eine zweistufige Entschlüsselungslogik werden die Symbole im 1-aus-64-Kode erhalten. Die 64 Leitungen steuern den Festwertspeicher. Der digitale Schaltungsteil ist mit integrierten TTL-Schaltkreisen und Dioden aufgebaut.

Zeichenpositionierung

Da im realisierten Gerät die Symbole in natürlicher Reihenfolge positioniert werden, ist zur Bildung der digitalen Positionsadresse AA nur ein einfacher zehnstelliger Binärzähler notwendig. Diesen Zähler kann man in einen sechsstelligen x-Teil (entsprechend 64 Positionen je Zeile) und in einen vierstelligen y-Teil (entsprechend 16 Zeilen je Bild) unterteilen. Zur Verlängerung der zulässigen Einschwingzeit des Positionsablenksystems bei Beginn einer neuen Zeile werden an diesen Stellen Leerschritte eingefügt. Die 10 Bit der Adresse werden im Digital-

Bild 2: Darstellung von Text auf dem Bildschirm



Analog-Wandler in Analogspannungen umgewandelt. Die Wandler benutzen zur Umsetzung Leiternetzwerke mit Spannungsschaltern. Als Leiternetzwerke werden integrierte Präzisionswiderstandsnetzwerke und als Spannungsschalter integrierte TTL-NAND-Gatter angewendet. Für die benötigte Genauigkeit mußten die Schalter besonders ausgemessen werden. Den Wandlern folgen, aus den gleichen Gründen wie beim Zeichengenerator, je ein Gleichspannungsverstärker und eine Impedanzwandlerstufe. Die Positionsadresse wird durch einen aus dem Signal Zeichenende (ZE) abgeleiteten Takt weitergeschaltet.

Bildröhreneinheit

Die Bildröhreneinheit ist konstruktiv als selbständige Geräteeinheit ausgeführt. Sie enthält die Katodenstrahlröhre, die Ablenkverstärker für Positionierung und Zeichenschreibung und den Hochspannungsteil für die Anoden- und Gitterspannungen. Die vorverstärkten Spannungen für die Zeichenablenkung und die Positionsablenkung werden mit Leistungsverstärkern auf die zur Ablenkung benötigten Ströme verstärkt. Es soll an dieser Stelle nochmals der Unterschied zum Fernsehablenksystem hervorgehoben werden. Beim Bildschirmgerät erfolgt die Positionsablenkung in x- und y-Richtung gesteuert durch von außen angelegte Spannungen, die prinzipiell einen beliebigen Zeitverlauf haben können, im vorliegenden Fall durch eine Treppenspannung. Es ist also nicht möglich, beim Zeilenrücklauf Energie zurückzugewinnen, indem man einen abgestimmten Resonanzkreis verwendet.

Die Symbole werden mit einem Ablenksystem geschrieben, das einen wesentlich kleineren Ablenkwinkel zu gewährleisten hat, dafür aber schneller als das Positionsablenksystem sein muß.

Speichereinheit

Bei der Speichereinheit soll zwischen dem inneren Speicher und der Speichersteuerung unterschieden werden. Im vorgestellten Bildschirmgerät wird ein Ferritkernspeicher in 3-D-Organisation eingesetzt. Er hat eine Kapazität von 8 kbit und eine Zykluszeit von 8,5 μs. Bei der hier getroffenen Untergliederung der Speichereinheit bilden der Speicherblock, die Gruppen- und Drahtauswahlschalter, die Stromtreiber und die integrierten Leseverstärker den inneren Speicher. Auf diesen Teil soll hier nicht weiter eingegangen werden, da er als bekannt vorausgesetzt werden kann.

Der Ablauf eines elementaren Speicherzyklus wird durch eine sequentielle Schaltung gesteuert. Der Beginn eines Zyklus erfolgt durch einen von außen anzulegenden Startimpuls. Da bei dem verwendeten Speicherprinzip ein zerstörendes Lesen auftritt, muß jedem Lesen ein Wiedereinschreiben folgen. Andererseits wird diese Eigenschaft beim Löschen des Speichers ausgenutzt. In diesem Fall wird anstelle des ausgelesenen Bytes das Leerzeichen entsprechend ISO-7-Bit-Kode eingeschrieben.

Die Adressierung eines Speicherplatzes kann von vier verschiedenen Adressen bewirkt werden. Die Auswahl einer dieser vier Adressen wird von der auszuführenden Grundfunktion bestimmt.

Zum Lesen und Schreiben der Daten sind ein Speicheraus- und -eingaberegister vorhanden. Jedes gelesene Byte wird in ein taktzustandsgesteuertes D-FF-Register, das Speicherausgaberegister, übernommen. Von dort gelangen die 8 Bit bei normalem Speicherlesen zum Wiedereinschreiben über Umschalter an die Bittreiber. Außerdem steht das gelesene Byte über eine Datenleitung dem Zeichengenerator zur Übernahme zur Verfügung. Das im Speicherausgaberegister stehende Byte wird auf ungerade Parität geprüft. Falls ein Byte einen Paritätsfehler aufweist, wird das zugehörige Symbol weniger oft dargestellt als im normalen Zyklus. Das bedeutet, daß man fehlerhafte Zeichen an ihrem deutlichen Flimmern auf dem Bildschirm erkennt.

In das Speichereingaberegister führen über Umschalter Datenleitungen vom Empfangsregister, von der Tastatur und vom Speicherausgaberegister. Die Leitung vom Speicherausgaberegister wird für die Grundfunktionen Text verdichten, erweitern und umspeichern und für das Senden benötigt. Am Speichereingaberegister wird für jedes Bit ein Vergleich zwischen der Information im Speichereingaberegister und der im Speicherausgaberegister durchgeführt. Dabei wird nicht zwischen Groß- und Kleinbuchstaben des ISO-7-Bit-Kode unterschieden. Der bitweise Vergleich bewirkt bei Ungleichheit der beiden Informationen und eingeschalteter Grundfunktion Suchen die Abgabe eines Signals an die Einheit Eingabeadressierung. Die Zuordnung der richtigen Adressen- und Datenleitungen zu den im jeweiligen Zeitpunkt auszu-

führenden Grundfunktionen erfolgt mit Hilfe einer Speicheransteuerung. Diese Grundfunktionen werden dem Speicher über Steuerleitungen angezeigt. Mit ZM wird stets das Flip-Flop für das Speicherlesen zum Bildschreiben gesetzt und mit ZE rückgesetzt. Der Speicherzyklus für andere Grundfunktionen dagegen wird stets mit ZE begonnen und mit ZM aufgehoben.
Außerdem erfolgt mit der Einstellung eines bestimmten Speicherzyklus der Start der Speichersteuerung und die Übernahme der Information in das Speichereingaberegister. Das Löschen des Speichereingaberegisters erfolgt durch Endesignale des Speicherschreibens, durch die Übernahme ins Senderegister oder durch die Steuerzeichen selbst, die bei Eingabe nicht gespeichert werden sollen.
Bei der Grundfunktion Suchen wird bei einer eingestellten Funktion Empfangen der Speicherschreibbefehl in einen Lesebefehl umgestellt. Dieser Lesebefehl liest aus dem Speicher das gerade benötigte Vergleichsbyte. Sobald das Suchen beendet ist, wird der Speicherschreibbefehl wieder ordnungsgemäß ausgeführt.

Eingabeadressierung

Diese Baugruppe besteht aus einer Dekodierlogik und einem 10-Bit-Binärzähler zur Bildung der Adresse AE. Die Dekodierlogik entschlüsselt die im Speichereingaberegister stehende Information. An den Ausgängen des Dekodierers erhält man folgende Signale:

STX, ETX, FF, NL, LF, BS und Zeichen

Mit Hilfe dieser Signale werden bestimmte Abläufe im Gerät gesteuert. Die Steuerzeichen NL, LF, BS und STX beeinflussen das Weiterschalten des Adressenzählers AE. Das Steuerzeichen ETX bewirkt das Ausschalten des Empfangs, und FF löst bei eingeschaltetem Empfangen das Löschen des gesamten Speichers aus.
Der Adressenzähler AE ist wieder in zwei Teile aufgegliedert, in den X-Teil zu 6 Bit und in den Y-Teil zu 4 Bit. Entsprechend den auszuführenden Steuerfunktionen bei der Eingabe muß dieser Zähler folgende Betriebsarten zulassen:

1. X- und Y-Teil sind in Kette geschaltet, der gesamte 10-Bit-Zähler zählt vorwärts (Zeichenempfang, Markenbewegung)
2. Der gesamte 10-Bit-Zähler zählt rückwärts (BS, Markenbewegung)
3. Y-Teil zählt als 4-Bit-Zähler vorwärts, X-Teil wird rückgesetzt (NL)
4. Y-Teil zählt als 4-Bit-Zähler vorwärts, X-Teil ändert seinen Stand nicht (LF, Markenbewegung)
5. Y-Teil zählt als 4-Bit-Zähler rückwärts, X-Teil ändert seinen Stand nicht (Markenbewegung)
6. Der gesamte Zähler wird rückgesetzt (STX, GL und eventuelle Rücksetzimpulse vom Speicher beim Suchen)

Zur Erfüllung dieser Forderungen wurde ein Synchronzähler eingesetzt. Die jeweilige Betriebsart wird in RS-Flip-Flops gespeichert. Die Signale zur Betriebsarteneinstellung selbst liefern den Takt zur Schaltung des Zählers. Um die entsprechende Betriebsart mit Sicherheit einstellen zu können, wird der Takt etwas verzögert eingeschaltet. Wie oben schon angedeutet, ist auch eine manuelle Ansteuerung des Zählers notwendig, sie dient dazu, die Schreibmarke (M1) in alle vier Richtungen zu bewegen, da die Position dieser Marke vom Stand des Zählers AE abhängt.
Um eine Möglichkeit zu haben, empfangene Formatsteuerzeichen nicht mit abspeichern zu müssen, wohl aber ihren Befehlsinhalt auszuführen, ist, wie oben beschrieben, ein Umschalter ZS vorgesehen.

Empfangs- und Sendeeinheit

Die wesentlichen Bestandteile dieser Einheit sind das Empfangs- und Senderegister, die Taktierung und die Ablaufsteuerung des Empfangens und des Sendens.
Das Empfangsregister kann sowohl als Parallelregister zur Eingabepufferung als auch als Schieberegister zur Serien-Parallel-Wandlung eingesetzt werden. Es ist möglich, wahlweise einen Paralleleingang oder zwei Reiheneingänge auszuwählen. Analoges gilt auch für das Senderegister.
Für die richtige Übernahme bzw. Ausgabe der Informationen in das bzw. aus dem Empfangs- oder Senderegister sind verschiedene Takte notwendig. Bei den Parallelkanälen ist das ein Zeichentakt und bei den Serienkanälen ein Bittakt und ein Zeichentakt.
Nach Anwahl eines der drei verfügbaren Kanäle kann das Empfangen oder Senden gestartet werden. Beim Empfangen werden dabei die dazu notwendigen Abläufe in den anderen Einheiten des Geräts eingestellt und der Übernahmetakt an das Speichereingaberegister gelegt.
Beim Senden wird dem zu sendenden Datenblock automatisch das Steuerzeichen STX vorangesetzt. Während dieses Zeichen gesendet wird, d. h., während es entweder parallel an den Ausgängen des Senderegisters anliegt oder bitweise aus dem Sendeschieberegister ausgeschoben wird, fordert die Sendeeinheit das erste Textzeichen vom Speicher an. Dieses Zeichen wird nach dem Lesen des Speichers so lange im Speichereingaberegister zwischengespeichert, bis es in das Senderegister übernommen werden darf. Nach Übernahme in das Senderegister wird sofort das nächste Zeichen vom Speicher angefordert. Beendet wird das Senden bei Erreichen der eingestellten Endemarke. Außerdem wird automatisch dem gesendeten Text das Steuerzeichen ETX nachgesetzt. Aus dieser Organisation beim Empfangen und Senden resultiert eine hohe Übertragungsgeschwindigkeit von maximal 30 000 Zeichen/s oder (bezogen auf eine Wortlänge von 8 Bit) 240 kbit/s. Die angeschlossenen Kanäle sind dabei nicht mit dem Bildschirmgerät synchronisiert.
Für die Datenübertragung im Start-Stop-Verfahren ist eine besondere Schaltung zur Steuerung dieses Verfahrens beim Empfangen und Senden vorgesehen. Sie besteht im wesentlichen aus einer sequentiellen Schaltung mit elf Zuständen, wobei ein Zustand je nach Eingangssignal ein isolierter Zustand sein kann. Das ist der Stopzustand. Die notwendige Korrektur der Phasenlage des Bittaktes durch den Anlaufschritt wird digital vorgenommen, indem ein vierstelliger Binärzähler, der einen Grundtakt auf die Frequenz des Bittaktes teilt, kurzzeitig durch den Anlaufschritt rückgesetzt wird. Damit läßt sich die Phasenlage auf $+\,{}^{1}/_{16}$ Schrittdauer genau korrigieren. Die gesamte Schaltung liefert den Zeichentakt, ein Signal für den Anlaufschritt und den Stopschritt.

Steuereinheit

Die Steuereinheit enthält Schaltungen zum Aufruf der Markendarstellung, zur Ausführung der Grundfunktionen und einen Adressenzähler AM zur Festlegung der Position der zweiten Marke M2.
Zur Markendarstellung ist es notwendig, daß das Markenschreibsignal dann erscheint, wenn die Adresse der Marke mit der augenblicklichen Position des Elektronenstrahls übereinstimmt. Diese Übereinstimmung wird mit Hilfe von Koinzidenzschaltungen festgestellt, die die Adressen der Marken, bei M1 AE und bei M2 AM, mit der Adresse AA vergleichen. Bei Gleichheit eines Adressenpaares wird ein Signal erhalten, das den Markenaufruf im Zeichengenerator bewirkt. Außerdem wird zur Markenschreibung das Weiterschalten des Adressenzählers AA einmal verhindert. Damit ist es möglich, das zu markierende Zeichen direkt mit der Marke zu überschreiben. Um auch beide Marken über ein Zeichen setzen zu können, werden die Marken alternierend nur bei jedem vierten Bildschreibzyklus geschrieben. Die Marken flimmern dabei deutlich und sind deshalb besser von dargestellten Zeichen zu unterscheiden. Eine dritte Koinzidenzschaltung zwischen Adresse AE und AM erzeugt das Endesignal beim Senden bis Marke M2.
Die Schaltungen zur Steuerung der Grundfunktionen haben insbesondere die Aufgabe, den Beginn und das Ende einer auszuführenden Funktion entsprechend den eingestellten Markierungen festzulegen. Dabei muß zuerst mit Hilfe eines 1-Bit-Puffers der eingegebene Befehl an das interne Taktregime angepaßt werden. Gleichzeitig wird damit gewährleistet, daß der Befehl bei einmaligem Drücken der Funktionstaste stets nur einmal ausgeführt wird. Der in einem Puffer-Flip-Flop stehende Befehl bewirkt in der für diesen Befehl vorgeschriebenen Zeitlage das Einschalten der Funktion. Gleichzeitig wird das Puffer-Flip-Flop gelöscht. Zur Verhinderung von Fehlern sind alle sich ausschließenden Befehle gegeneinander verriegelt.
Als Adressenzähler AM kommt ein synchroner 10-Bit-Binärzähler zum Einsatz. Um auch die Marke M2 in alle vier Richtungen bewegen zu können, muß der Zähler vier Betriebsarten zulassen, die denen des Adressenzählers AE entsprechen.

Tastatur

Die Tastatur bildet konstruktiv eine getrennte Geräteeinheit, die über steckbare Kabel mit der Steuerelektronik verbun-

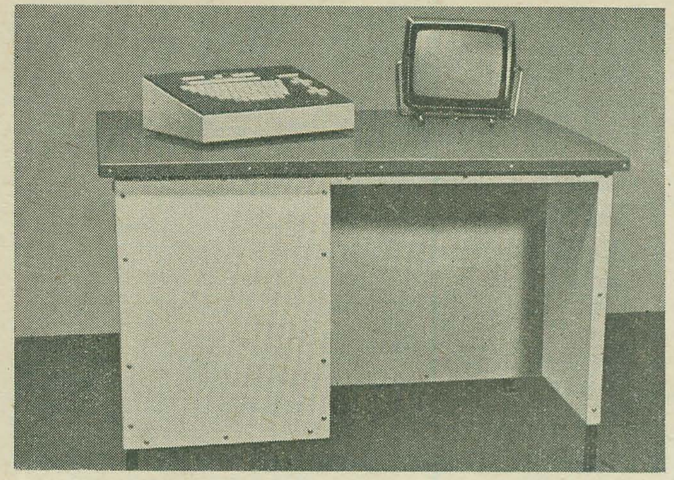


Bild 3: Gesamtansicht des Bildschirmgerätes BIG 2

den ist. Das alphanumerische Eingabetastenfeld hat den gleichen Aufbau wie das einer elektrischen Schreibmaschine. Als Tasten werden Funktionstasten vom VEB Elektroschaltgerätewerk Auerbach verwendet.
Die Ausgänge der Schalter führen auf eine zweistufige Diodenverschlüsselung. Die Tasten und die Diodenverschlüsselung wurden auf je einer Leiterplatte montiert. Ausgangsseitig erhält man den TTL-Pegel. Zur Auslösung der Grundfunktionen werden Schiebetastenschalter mit Anzeigelampen verwendet. Auch hier wurden, wenn nötig, die Kontaktsignale über RS-Flip-Flops von Prellern befreit.

Aufbau des Gerätes, eingesetzte Bauelemente

Das gesamte Gerät gliedert sich konstruktiv in vier Hauptteile. Das sind ein Gestell mit drei Einschubrahmen aus dem URS-Gefäßsystem, die Bildröhreneinheit, die Tastatur und der Stromversorgungsteil. Diese Baueinheiten sind in einem Tisch untergebracht bzw. auf diesen zu stellen (Bild 3). Sämtliche digitalen Schaltungen sind mit integrierten TTL-Schaltkreisen bestückt. Nur der innere Speicher und die Verstärker sind in diskreter Technik ausgeführt, da die vorhandenen integrierten Operationsverstärker eine für diese Zwecke zu niedrige obere Grenzfrequenz hatten. Alle Schaltungen sind auf Universalsteckkarten im Format 95 mm × 170 mm aufgebaut, die mit 31poligen Steckerleisten versehen sind. Jede Steckkarte kann bis zu 18 integrierte Schaltkreise aufnehmen.

Anschlußmöglichkeiten von E/A-Geräten und Datenübertragungskanälen

Wie schon erwähnt, ist die E/A-Schnittstelle des Bildschirmgerätes flexibel ausgelegt, so daß es möglich ist, die Schnittstelle so abzuwandeln, daß E/A-Geräte und Übertragungskanäle relativ einfach angepaßt werden können. Zu diesem Zweck sind die E/A-Anschlüsse über je eine noch freie Adaptersteckkarte geführt. Auf diesen Steckkarten können Anpaßschaltungen entsprechend den Forderungen angeschlossener Geräte untergebracht werden. Zur Zeit sind der Anschluß eines fotoelektrischen Lochbandlesers, eines Lochbandstanzers und eines Tonbandgerätes mit Modem realisiert. Der Lochbandleser FS 1501 ist an den Paralleleingang angeschlossen. Der Adapter dient zur Anpassung der Pegel, zur Kontrolle der Betriebsbereitschaft und zum Start und Stop des Lesers. Der Lochbandstanzer C 8021/4 ist an den Parallelausgang angeschlossen. Die Ausgabe wird hierbei vom Takt des Stanzers gesteuert. Der Adapter hat die Aufgabe, die Ausgabesignale zur Ansteuerung der Stanzmagnete zu verstärken, den Bandtransport zu steuern und die Betriebsbereitschaft des Lochers zu überwachen und dementsprechende Signale auszulösen.
Weiterhin wurde ein Kassettentonbandgerät MK 21 zur Datenspeicherung eingesetzt. Die binären Gleichstromsignale werden durch ein Modem in frequenzgetastete Sinussignale umgewandelt. Diese werden auf dem Magnetband gespeichert. Da nur eine Spur zur Verfügung steht, wird im Start-Stop-Betrieb gearbeitet. Bei der Eingabe der auf dem Magnetband gespeicherten Daten werden die frequenzgetasteten Sinussignale vom Modem wieder in binäre Gleichstromsignale umgewandelt. Die Steuerung der Ein- und Ausgabe erfolgt nach der Anwahl des Kanals vom Tonbandgerät aus. Dazu wurden zusätzliche Kontakte am Tonbandgerät angebracht, die seinen Betriebszustand anzeigen. Es wird eine Übertragungsgeschwindigkeit von 18 Zeichen/s erreicht.

Zusammenfassung

Mit dem Bildschirmgerät BIG 2, das an der Sektion Informationstechnik der TH Karl-Marx-Stadt entwickelt wurde, sollte ein schnelles und modernes Datenendgerät geschaffen werden. In den bisherigen Versuchen und Gerätekonfigurationen bewies es zahlreiche Vorteile gegenüber herkömmlichen Datenendgeräten.
Um die neuen Eigenschaften des Gerätes sinnvoll auszunutzen und ein günstiges Preis/Leistungsverhältnis zu erreichen, gehen die Arbeiten in zwei Richtungen weiter:

1. Komplettierung des Bildschirmgerätes mit anderen Geräten zu einer universellen Datenendeinrichtung und Datensichtstation
2. Einsatz in repräsentativen Anwendungsfällen

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik, Elektroakustik, Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 12 (1972)

■ **Methodische Aspekte der Prognostizierung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts**

■ **Grundlagen der Standardisierung in der Mikroelektronik**

■ **Bestimmung der optimalen Frequenz bei Unterwasserortung in Flüssen**
Der Verfasser beschreibt eine Methode zur Bestimmung der optimalen Frequenzen für die Flußortung. Es werden die Frequenzen gefunden, die einem Maximum des Verhältnisses von Intensität des Echosignals zur Gesamtsumme der Geräuschintensitäten und der Reverberationsintensitäten entsprechen. Es wird eine allgemeine Formel für charakteristische Fälle der Flußortung analysiert. Weiterhin werden Fälle betrachtet, bei denen optimale Frequenzen nicht existieren.

■ **Zum Abrieb von Videoköpfen und Magnetbändern bei der magnetischen Videospeicherung**
Das Kopf-Band-System bei der magnetischen Videosignalspeicherung wird vom Standpunkt des Magma-Plasma-Modells untersucht. Es werden der Einfluß verschiedener Faktoren auf den Abrieb und die magnetischen Eigenschaften der Videoköpfe und Magnetbänder erklärt.

■ **Verfahren zur automatischen Fokussierung des Elektronenstrahls in Bildaufnahmeröhren auf der Grundlage des Ryftin-Effektes**
Bei dem vorgeschlagenen Verfahren zur automatischen Fokussierung des Elektronenstrahls in Bildaufnahmeröhren mit Ladungsspeicherung wird die Information über den Fokussierungszustand der Röhre aus der Messung des effektiven Brennfleckdurchmessers auf der Speicherplatte unter realen Betriebsbedingungen gewonnen. Objektives Kriterium für den Brennfleckdurchmesser ist die bei der rasterförmigen Abtastung der Speicherplatte auftretende Differenz zwischen dem Signalstrom der ersten Zeile nach einer Austastung des Elektronenstrahls und dem Signalstrom der nächstfolgenden Zeile. Diese Signalstromdifferenz hängt vom Brennfleckdurchmesser ab und hat im Punkt der optimalen Fokussierung ein Minimum.

■ **Neue Möglichkeiten der Symbolanzeige durch Flüssigkristalle**
Flüssigkristalle sind eine neue Kategorie von Substanzen, deren optische Eigenschaften durch elektrische Felder beeinflußt werden können. Es werden die elementaren chemischen und physikalischen Eigenschaften dieser Substanzen erläutert. Die Nutzung des dynamischen Streueffekts in Flüssigkristallen, die technische Realisierung von Bauelementen und deren charakteristische Eigenschaften werden dargelegt. Die technischen Daten von Flüssigkristallanzeige-Bauelementen werden abschließend mit weiteren Anzeige-Bauelementen verglichen.

■ **Popow-Tagung Moskau 1972**

■ **Beiträge sowjetischer Wissenschaftler zur Informationstheorie in den Jahren 1969 bis 1972**

■ **Studium und Forschung auf dem Gebiet elektronischer Bauelemente in Leningrad**

Farbfernsehempfänger 8

Raduga 5 BG

Dipl.-Ing. R. BEHRENS

Zusammengenommen betragen die Amplituden (U_{SS}) für ordnungsgemäße Dematrizierung in der Bildröhre:

Y	85 V
B–Y	170 V
R–Y	135 V
G–Y	85 ± 15 V

Diese Spannungswerte können mit Transistoren nur schwer erreicht werden, deshalb werden in diesen Stufen noch Röhren eingesetzt.

Für den Farbdifferenzsignalverstärker ergibt sich aus den daraus resultierenden Aufgaben folgender Aufbau:

- Farbdifferenzendstufen, die die Farbdifferenzsignale auf die o. a. Werte verstärken
- Videodeemphasis
- Dematrixschaltung zur Gewinnung des grünen Farbdifferenzsignals
- stabilisierende Maßnahmen, die die Weißbalance der Bildröhre auch bei Netzspannungsänderungen garantieren
- Einstellregler für die Wehneltgleichspannungen (Weißbalance)

7.9.1. Farbdifferenzendstufen bei Schwarzweißbetrieb

Die FD-Endstufenröhren sind sowjetische Tetroden vom Typ 6 Ж 53 П (s. Bild 20). Um die geforderten Werte der Farbdifferenzsignalamplituden von 170 V zu erreichen und die Verzerrungen klein zu halten, beträgt die Betriebsspannung 380 V. Der Arbeitswiderstand jeder Stufe besteht aus einer Parallelschaltung von zwei Widerständen zu je 33 kΩ. Der Arbeitspunkt der drei Endstufen in A-Betrieb wird automatisch durch den Katodenwiderstand und von Hand mit dem Katodenpotentiometer eingestellt.

Da bei Schwarzweißsendung keine Farbdifferenzsignale benötigt werden, haben diese Stufen hier nur eine Hilfsfunktion: Einstellung der Wehneltgleichspannungen. Die Anodenspannungen der drei Farbdifferenzendröhren werden auf gleichen Wert zwischen 220 und 240 V eingestellt, wodurch sich infolge Spannungsteilung an den Wehneltzylindern etwa 180 V ergeben. Diese Einstellung erfolgt für Blau mit R_{5-16}, für Rot mit R_{5-3} und für Grün mit R_{5-10}. Es ist unbedingt erforderlich, daß diese Einstellung mit R_{5-10} beendet wird, da beim Verändern der Anodenspannung von Röhre 1 oder Röhre 3 infolge Gleichspannungskopplung auch die Anodenspannung von Röhre 2 geändert wird.

Damit die durch den Katodenstrom automatisch entstehende Katodenspannung beeinflußt werden kann, erhalten die Potentiometer an ihren Enden negative und positive Spannungen. Diese sind stabilisiert und betragen am Anschlußpunkt 8 der Platine —15 V und am Anschlußpunkt 7 + 17 V.

Eine Änderung der hiermit eingestellten Katodenspannungen bei Netzspannungsänderung tritt deshalb nicht auf (Stabilisierung des Weißabgleichs). Die Herabsetzung der Anodenspannung auf + 180 V für die Wehneltzylinder durch ohmsche Spannungsteiler (die für die Farbdifferenzsignale kapazitiv überbrückt sind) ist notwendig, um in den optimalen Bereich der Helligkeitsregelung hinsichtlich der Dimensionierung der Videoendstufe zu kommen.

Problematisch ist die Schaltung der grünen Farbdifferenzendstufe. Auf das Steuergitter der Röhre 2 gelangt

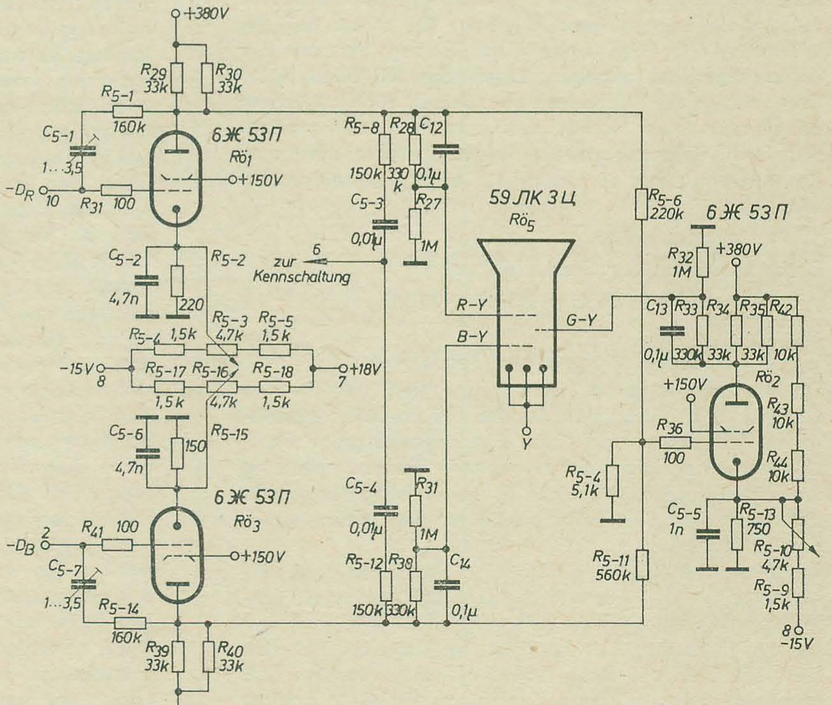


Bild 20: FD-Endstufen (Platine 5)

eine positive Komponente der Anodenspannungen von Röhre 1 und Röhre 3, so daß auch die Katodenspannung um diesen Betrag angehoben werden muß. Letztlich soll ja der Anodenstrom aller drei Endstufenröhren gleich groß sein, damit sich die gleiche Wehneltspannung ergibt. Deshalb ist u. a. auch der Katodenwiderstand R_{5-13} mit 750 Ω wesentlich größer bemessen als die Katodenwiderstände für Röhre 1 und Röhre 3.
Infolge gleichspannungsmäßiger Kopplung dieser Stufen müssen Maßnahmen zur Stabilisierung des Weißabgleichs vorgesehen werden.

Beispiel: Stabilisierung bei Ansteigen der Netzspannung. Bei erhöhter Netzspannung steigt die Betriebsspannung an, wodurch sich auch die Anodenspannungen der drei Farbdifferenzendröhren erhöhen. Gleichzeitig steigt jedoch auch die Spannung am Steuergitter von Röhre 2, da dieses mit den Anoden der Röhre 1 und Röhre 3 über Widerstände verbunden ist. Der Anodenstrom der Röhre 2 erhöht sich, wodurch die Anodenspannung kleiner wird.
Während also für das blaue und rote System der Bildröhre eine Erhöhung des Strahlstroms auftritt, geschieht das für Grün nicht. Die Weißbalance ist gestört (Violettstich). Durch die Widerstandskette R_{5-42}, R_{5-43} und R_{5-44} erfolgt eine Korrektur, indem die Katodenspannung der grünen Farbdifferenzröhre geändert wird. Im Ergebnis dieser Schaltungsmaßnahmen bleibt der Anodenstrom von Röhre 2 bei Netzspanungsschwankungen nahezu konstant, wie auch in den Röhren 1 und 3. Es erfolgt ein gleichsinniges Ansteigen aller drei Anodenspannungen. Zusätzlich erhöht sich auch die Anodenspannung der Videoendröhre $Rö_{3-1}$, so daß bei Netzspannungsänderungen zwischen — 10% und + 6% die Weißbalance nicht beeinträchtigt wird.

7.9.2. Farbdifferenzendstufen bei Farbbetrieb

Die im Abschnitt 7.9.1. geschilderten Vorgänge bei der Einstellung und Stabilisierung des Weißabgleichs (Weißbalance) sind auch bei Farbbetrieb voll gültig. Zusätzlich müssen jedoch bei einer Farbsendung die Farbdifferenzsignale verstärkt werden, ohne daß sich hierdurch der Weißabgleich ändern darf.
Über die Anschlußpunkte 2 und 10 gelangen das blaue und rote Farbdifferenzsignal auf die Platine 5 und die Steuergitter der Röhren 3 und 1. Die Amplitude ist von der Farbkontrasteinstellung abhängig und beträgt bei Vollaussteuerung etwa 2,5 V. Die verstärkten Farbdifferenzsignale werden über C_{12} bzw. C_{14} direkt auf die Wehneltzylinder des roten bzw. blauen Systems der Lochmaskenröhre gegeben. Durch das RC-Glied R_{5-1}/C_{5-1} erfolgt die Videodeemphasis z. B. für Rot, indem bei eingespeistem Normfarbbalkentestbild oszillografisch das Farbdifferenzsignal am Wehneltzylinder auf beste Rechteckform unter Beachtung steiler Flanken eingestellt wird.

(G–Y)-Rückgewinnung

Durch Umstellen der Grundgleichung

$$Y = 0{,}59\,G + 0{,}30\,R + 0{,}11\,B$$

erhält man

$$-(G-Y) = +\,0{,}51\,(R-Y) + 0{,}19\,(B-Y)$$

Da die beiden Farbdifferenzsignale R–Y und B–Y in positiver Polarität an den Anoden der Farbdifferenzendröhren vorhanden sind, kann das negative grüne Farbdifferenzsignal leicht durch ohmsche Spannungsteilung gewonnen werden. Durch die Phasendrehung der grünen Endstufe gelangt es dann positiv an den Wehneltzylinder (s. Bild 21).
Es ist leicht ersichtlich, daß infolge der festen Teilerverhältnisse R_{5-6}/R_{5-4} bzw. R_{5-11}/R_{5-4} keine separate Einstellung (wie beim „Color 20") möglich ist. Vielmehr muß bei der Einstellung des Koeffizientenausgleichs zwischen R–Y und B–Y mit R_{4-86} darauf geachtet werden, daß auch die vorgeschriebene Kurvenform für G–Y erreicht wird.

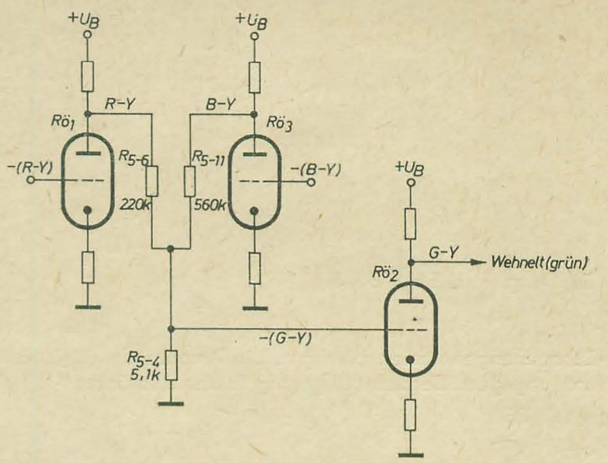


Bild 21: (G–Y)-Rückgewinnung

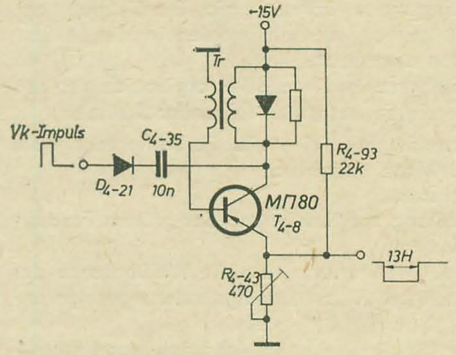


Bild 22: Sperrschwinger T_{4-8}
(Anstelle MП 80 lies MП 40)

Am Anschlußpunkt 6 der Platine 5 erhalten wir die Summe der gleichgerichteten roten und blauen Kennimpulse, die zur Kennschaltung des Dekoders gelangen.

7.10. Kennschaltung

Aufgabe der Kennschaltung ist die Öffnung des Farbkanals bei Farbfernsehsendung (bzw. Schließen bei Schwarzweißsendung). Außerdem erfolgt die Synchronisierung des Umschalters durch Auswertung der Kennimpulse in der Kennschaltung. Die Kennschaltung besteht aus einem Sperrschwinger (T_{4-8}) und einer bistabilen Schaltung (T_{4-9}, T_{4-10}). Der Sperrschwinger wird mit Hilfe positiver vertikaler Impulse synchronisiert, die am Vertikalausgangstrafo abgenommen werden.
Durch den über R_{4-93} negativ vorgespannten Emitter ist T_{4-8} im Ruhezustand (ohne Vk-Impulse) gesperrt, s. Bild 22. Der positive Vertikalimpuls gelangt über die Diode D_{4-21}, die den negativen Anteil des Impulses begrenzt, und C_{4-35} an den Kollektor von T_{4-8}. Im Sperrschwingertransformator erfolgt eine Phasenumkehrung, so daß die Basis einen negativen Impuls erhält, durch den der Transistor geöffnet wird. Der fließende Kollektorstrom steigt nach einer Zeitkonstanten an, die durch den Trafo und R_{4-43} gebildet wird, und induziert in der Basiswicklung des Trafos einen negativen Impuls, der rasch die vollständige Öffnung des Transistors bewirkt. Wenn sich der Kollektorstrom seinem maximalen Wert nähert, verringert sich die negative Basisspannung, und der Transistor sperrt. D_{4-7} unterdrückt die beim Zusammenbrechen des Magnetfeldes entstehenden negativen Spannungsspitzen am Kollektor.
Mit Hilfe von R_{4-43} kann die Zeitkonstante $\tau = L_{Tr}/R_{4-43}$ verändert und damit die Dauer des am Emitter entstehenden negativen Impulses beeinflußt werden. Die Länge des Impulses wird auf 0,8 ms (≙ etwa 13 H) eingestellt.

Wird fortgesetzt

Schwarzweiß-TV-Empfänger „Luxomat 110"

Dr. HEINZ ERLER

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Nachdem im Jahre 1966 vom VEB FSGW Staßfurt die Standardgerätegrundkonzeption II herausgebracht wurde, die den Aufbau einer Vielzahl der in den letzten Jahren im Handel angebotenen Stella- und Ines-Typen bestimmte, folgte in diesem Jahr als Ablösung die Konzeption eines teiltransistorisierten Fernsehempfängers, die wegen der Bestückung mit Röhren und Transistoren als Hybridversion bezeichnet werden muß. Diese entsprechend den gegebenen Möglichkeiten mit Transistoren und Röhren nach technisch-ökonomischen Aspekten aufgebaute Grundkonzeption wurde in diesem Frühjahr anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse erstmals der Bevölkerung mit dem Gerät „Luxomat 110" vorgestellt.
Das Gerät „Luxomat 110" (siehe Bild 1) wird entsprechend der TGL 8838 zu den Geräten der oberen Preisklasse gerechnet.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau des Gerätes ist in drei Hauptbaugruppen aufgegliedert worden:

- Chassis
- Empfangsteil
- Gehäuse mit Bildröhre und Lautsprecher

Mit dieser neuen Aufteilung konnte eine Reihe allgemeiner Forderungen erfüllt werden. Einerseits entspricht die Konstruktion in servicetechnischer Hinsicht den bisherigen Erfahrungen und somit dem Trend nach günstigen Reparatureigenschaften, andererseits erfolgte eine optimale Anpassung an die technologischen Bedingungen des Fertigungsbetriebes und der Hauptkooperationspartner, um alle Möglichkeiten zur Steigerung der Arbeitsproduktivität auszuschöpfen. Außerdem berücksichtigt die Konzeption den derzeitigen Entwicklungsstand unserer Bauelementeindustrie, besonders den der Halbleiter und einer Reihe noch in der Entwicklung befindlicher Bauelemente.

Chassis

Das Chassis ist aus thermischen Gründen horizontal im Gehäuse angeordnet worden, es ist herausziehbar und kann im herausgezogenen Zustand um etwa 60° nach oben in eine der möglichen Servicestellungen geklappt werden. In diesen Stellungen ist die Leiterseite der im Chassis befindlichen Leiterplatten sichtbar und zugänglich. Anordnung und Konstruktion gestatten bei Verwendung gleicher Befestigungselemente den Einsatz von Bildröhren mit 47- und 61-cm-Bildschirmdiagonalen.
Das zur Aufnahme von Leiterplatten, Übertragern und anderer Teile dienende Chassis ist ein Tiefziehrahmen. Die Verdrahtung der elektrischen Baustufen, die auf ihm angeordnet sind, erfolgt weitgehend in gedruckter Technik. Zwei der Leiterplatten sind im Chassisrahmen befestigt, eine dritte auf dem Bildröhrensockel (siehe Bild 2).
Der Zeilentrafo – zunächst noch mit der Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 bestückt – ist in die gedruckte Verdrahtung einbezogen und steckbar ausgeführt. Die Aufteilung der Leiterplatten erfolgte unter dem Gesichtspunkt, den Kabelbaum auf ein Minimum zu reduzieren und die Verbindung der Leiterplatten untereinander durch Drahtbrücken zu realisieren; sämtliche Bauelemente der Leiterplatten sind auf der Bestückungsseite angeordnet, alle Verbindungsleitungen zum Empfangsteil sind mit Steckverbindungen versehen worden.
Während das Chassis der Standardgerätegrundkonzeption II normabhängig war, kann das Chassis dieser teiltransistorisierten Konzeption normunabhängig verwendet werden, d. h., es ist ohne Änderung für den Empfang von Sendungen sowohl nach der CCIR- als auch der OIRT-Norm verwendbar. Derartige Normfragen haben nur noch Einfluß auf den Empfangsteil.

Empfangsteil

Der Empfangsteil besteht aus einem Chassisrahmen als Träger für die Empfangsleiterplatte und einer Frontplatte für die Befestigung der Bedienelemente und des Senderschnellwahlaggregates für

Bild 1: Vorderansicht des „Luxomat 110"
Fotos: Werkfoto

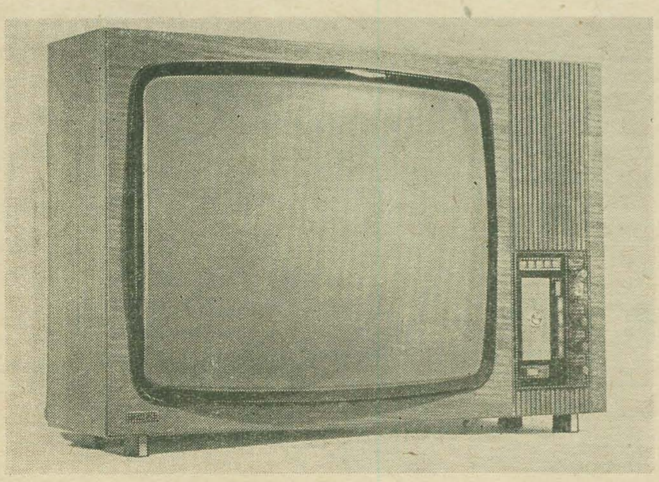
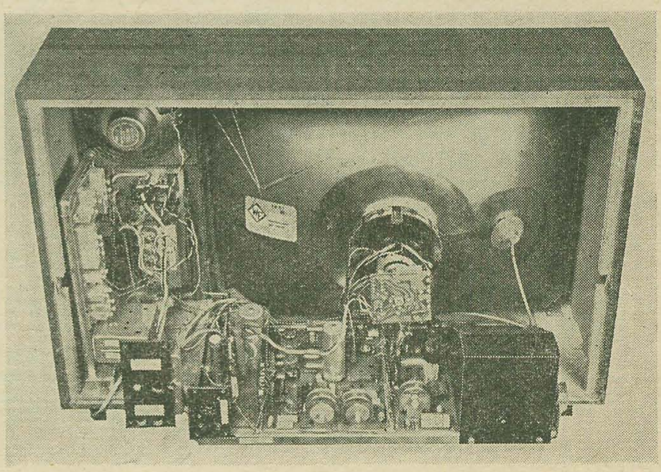


Bild 2: Rückansicht des geöffneten Gerätes mit horizontalem Chassis und auf dem Bildröhrensockel aufgesteckter Videoleiterplatte



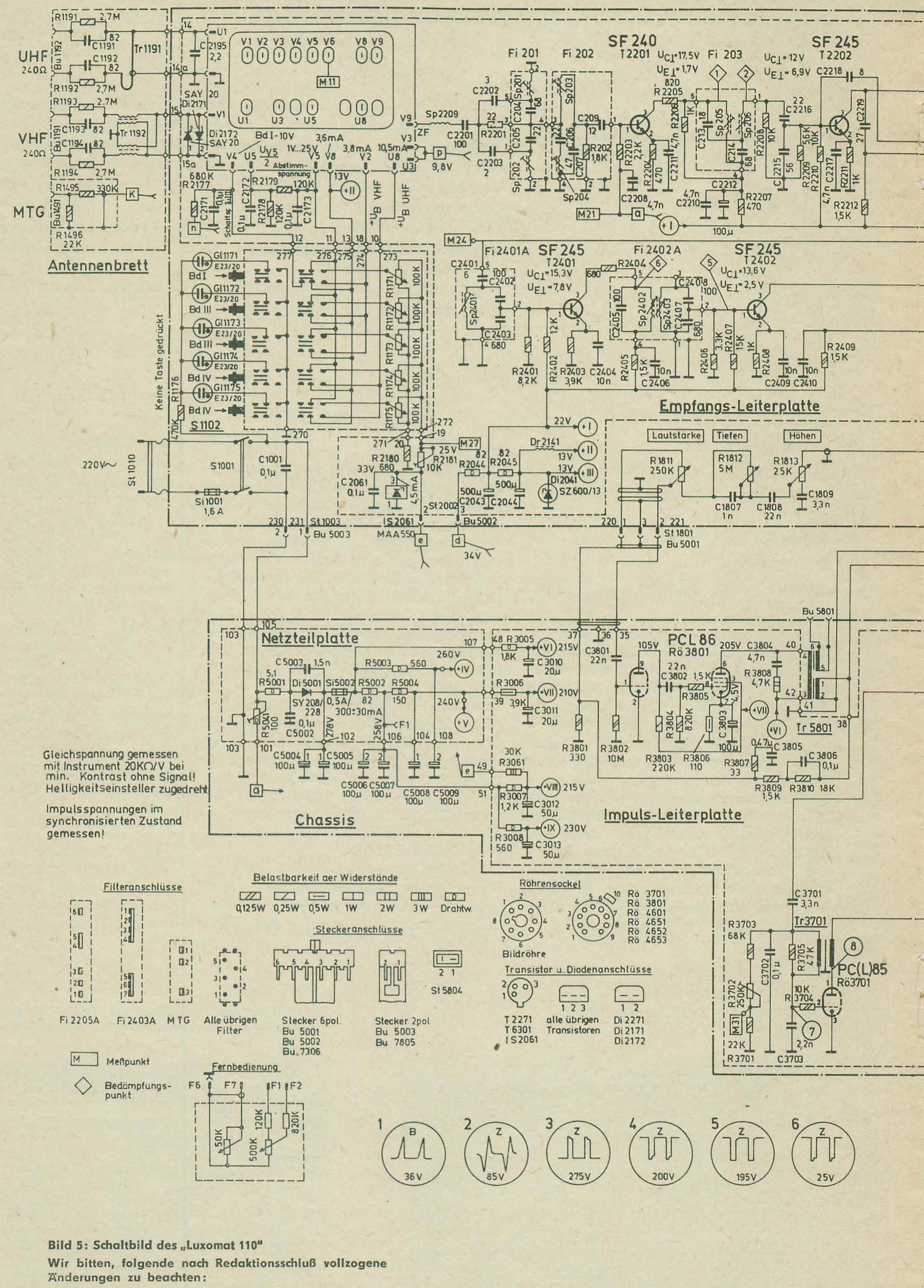
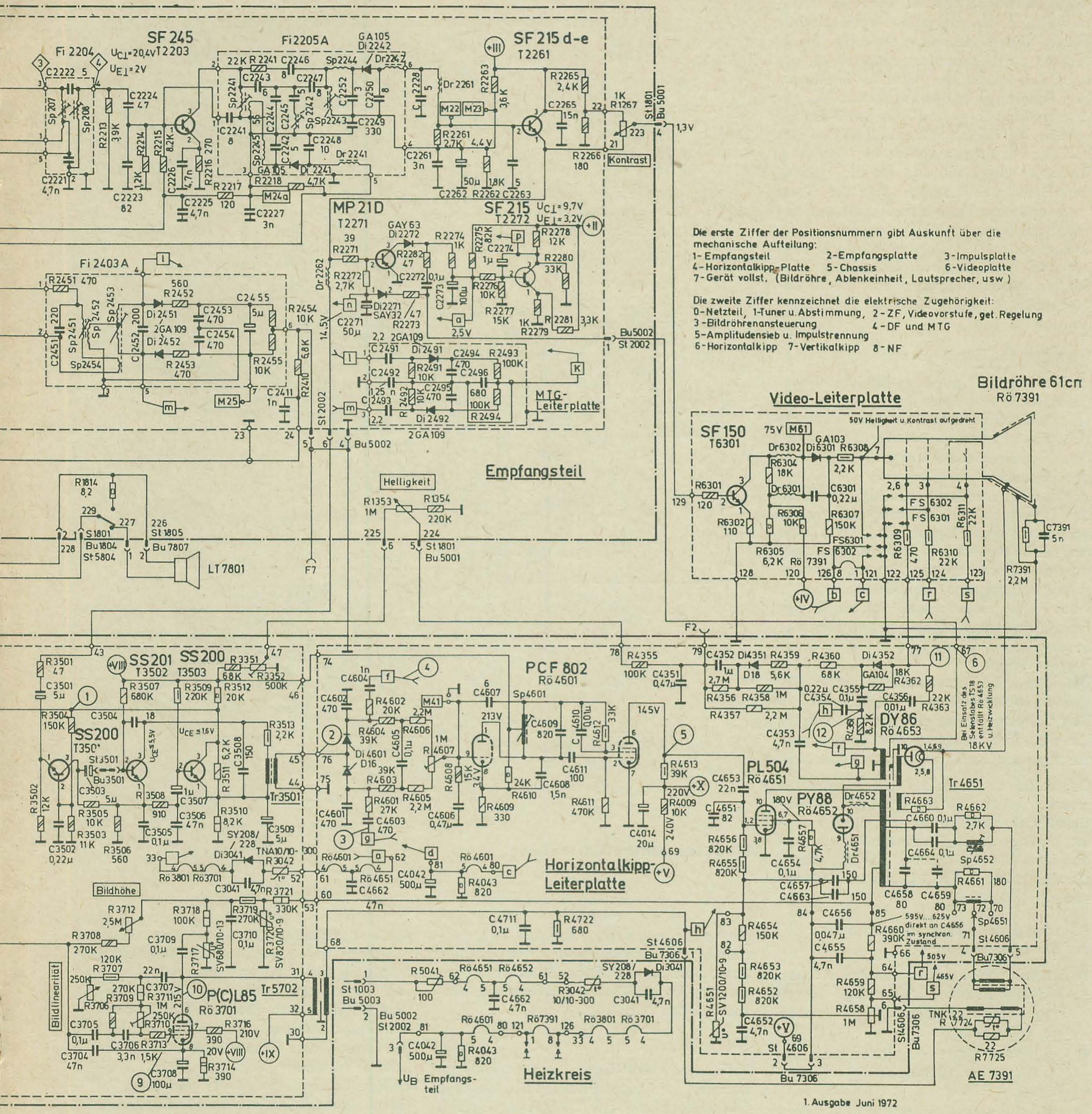


Bild 5: Schaltbild des „Luxomat 110"

Wir bitten, folgende nach Redaktionsschluß vollzogene Änderungen zu beachten:

C 2061: Alter Wert: 0,1 μF	**Neuer Wert: 0,0097 μF**
C 2218: Alter Wert: 8 pF	**Neuer Wert: 6,8 pF**
R 2281: Alter Wert: 3,3 kΩ	**Neuer Wert: 1 kΩ**
R 2279: Alter Wert: 1 kΩ	**Neuer Wert: 300 Ω**

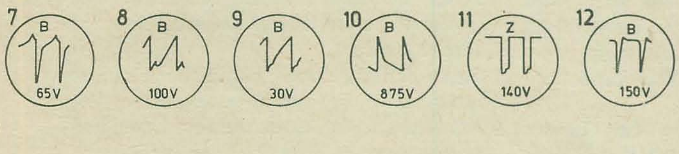


Die erste Ziffer der Positionsnummern gibt Auskunft über die mechanische Aufteilung:
1- Empfangsteil 2-Empfangsplatte 3-Impulsplatte
4-Horizontalkipp-Platte 5-Chassis 6-Videoplatte
7-Gerät vollst. (Bildröhre, Ablenkeinheit, Lautsprecher, usw)

Die zweite Ziffer kennzeichnet die elektrische Zugehörigkeit:
0-Netzteil, 1-Tuner u. Abstimmung, 2-ZF, Videovorstufe, get. Regelung
3-Bildröhrenansteuerung 4-DF und MTG
5-Amplitudensieb u. Impulstrennung
6-Horizontalkipp 7-Vertikalkipp 8-NF

1. Ausgabe Juni 1972

Änderungen, insbesondere solche, die dem technischen Fortschritt dienen, bleiben vorbehalten!



Spannung der Oszillogramme gemessen zwischen Spitzenwert zu Spitzenwert (U_{ss})

die Abstimmung der mit Kapazitätsvariationsdioden ausgerüsteten elektronischen Tuner. Diese befinden sich als Steckmodule auf der Empfangsleiterplatte, die außerdem noch den Bild-ZF-Verstärker, den Differenzfrequenz-Verstärker, die getastete Regelung und die MTG-Einheit enthält. Als Bedienelemente befinden sich auf der Frontplatte Steller für Helligkeit, Kontrast, Lautstärke und für die Höhen- und Tiefenbeeinflussung sowie die Netztaste und eine Taste zum Abschalten des Innenlautsprechers.
Außerdem enthält die Frontplatte je eine optische Anzeige je Speicherkanal des Senderschnellwahlaggregates zur Betriebsanzeige des gewählten Empfangsbandes.

Gehäuse mit Bildröhre und Lautsprecher

Es wird ein Holzgehäuse für implosionsgeschützte Bildröhren mit 61-cm-Bildschirmdiagonale verwendet, bei dem die Befestigungselemente für das Chassis auf dem Gehäuseboden aufgeschraubt werden können.
Asymmetrisch neben der Bildröhre wurde der Empfangsteil angeordnet. Zu seiner Aufnahme dient ein Plastteil, das eine zusätzliche Abdeckung aufweist, hinter der sich die Einstellknöpfe für das Senderschnellwahlaggregat befinden.
Über dem Empfangsteil ist noch der Frontlautsprecher befestigt; bei dem hier beschriebenen Gerät wird ein streuarmer Typ verwendet.
Die Rückwand besteht aus einer in bekannter Weise gefalteten Hartpappe.
Das Gehäuse besitzt eine Holzvorderfront für die durchsteckbare Bildröhre, durch die auch der Lautsprecher abgedeckt wird.

Gegenüber den nach der Standardgerätegrundkonzeption II aufgebauten Stella-Gerätevarianten konnte bei diesem Gerät, bedingt durch den mechanischen Aufbau und die Gestaltung der Rückwand, die Gehäusetiefe von 255 mm auf 180 mm verringert werden.

Aufteilung der elektrischen Baustufen auf die Leiterplatten

- Empfangsleiterplatte: steckbare Tuner, Bild-ZF-Verstärker, getastete Regelung, Videovorverstärker, DF-Verstärker, MTG-Einheit.
- Impulsleiterplatte: Amplitudensieb, Impulstrennstufe, Bildkippstufe, NF-Verstärker.
- HK-Leiterplatte: Schaltungen für Phasen- und Frequenzvergleich, Horizontalgenerator für die Zeilenendstufe mit Stabilisierungsschaltung.
- Videoleiterplatte: Videoendstufe, Bildröhrenfassung, Funkenstrecken.

Das Senderschnellwahlaggregat ist mit Hilfe einer weiteren Leiterplatte aufgebaut worden. Diese Leiterplatte dient im wesentlichen mit zur Verdrahtung der Tastenschalter des SSWA.

Elektrischer Aufbau

Bereits eingangs wurde erwähnt, daß diese mit Transistoren und Röhren gemischtbestückte Hybridversion nach technisch-ökonomischen Aspekten entsprechend den gegebenen Möglichkeiten konstruiert wurde. Dies drückt sich besonders im elektrischen Aufbau des Gesamtgerätes aus.

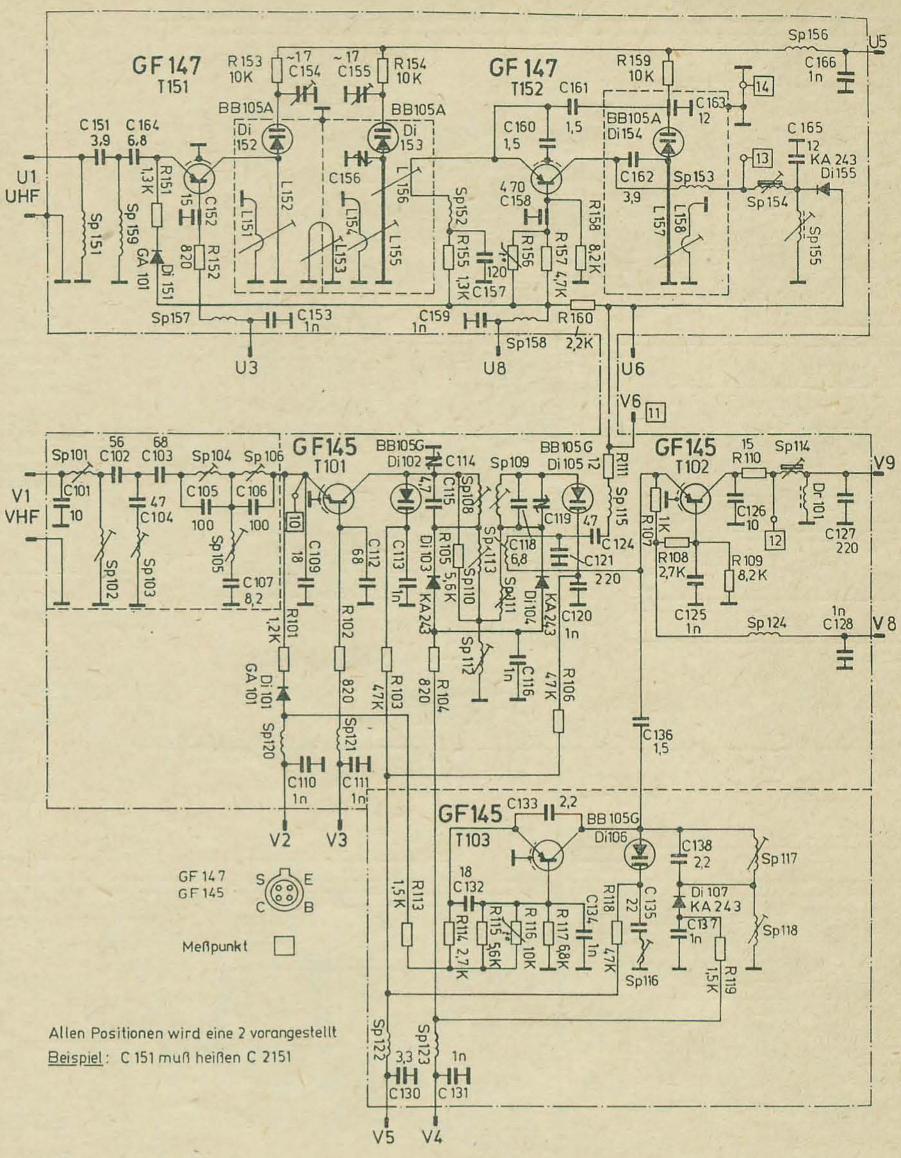


Bild 3: Schaltbild der C-Dioden-Tuner

Tuner

VHF- und UHF-Tuner wurden als getrennte, steckbare Baustufen ausgelegt. Die Ankopplung des UHF-Tuners erfolgt über die Mischstufe des VHF-Tuners an den Bild-ZF-Verstärker. Dadurch wird eine Kombination beider Tuner erreicht. Es ist jedoch die Möglichkeit vorhanden, das Gerät nur mit dem VHF-Tuner bestückt auszuliefern.
Die Abstimmung erfolgt bei den Tunern vollelektronisch mit Hilfe von Kapazitätsvariationsdioden des Typs KB 105; die Bandumschaltung wird mit Schaltdioden vom Typ SA 301 und SA 311 vorgenommen.
Während der VHF-Tuner mit Transistoren des Typs GF 145 bestückt ist, kommen im UHF-Tuner solche des Typs GF 147 zum Einsatz. Die notwendige Stabilität der Abstimmspannung für die Kapazitätsvariationsdioden wird mit der integrierten Schaltung MAA 550 erreicht.
Für beide Tuner werden zum Aufbau gedruckte Schaltungen benutzt. Das ist auch die Voraussetzung für die Steckbarkeit der Tuner. Unter Einsparung der sonst üblichen Verbindungsleitungen zum Bild-ZF-Verstärker, deren Länge und Lage im Gerät immer bestimmten Bedingungen unterworfen waren, konnten die Tuner bei dieser Gerätekonzeption mit dem Bild-ZF-Verstärker auf einer Leiterplatte angeordnet werden.
Über Aufbau und Funktionsweise der Tuner wird in einer gesonderten Veröffentlichung berichtet werden. Ihre Schaltungen sind im Bild 3 abgebildet.

Bild-ZF-Verstärker

Der transistorisierte Bild-ZF-Verstärker wurde dreistufig aufgebaut. Die Kopplung der aktiven Elemente wird mit Bandfiltern vorgenommen. Durch Anordnung der Fal-

Fortsetzung auf Seite 734

Elektrische und mechanische Kontrollen und Einstellungen an den Stereotonbandgeräten Tesla-B 43 und -B 43 A

Fortsetzung aus Heft 19

Kontrolle der Wiedergabecharakteristik

Das Gerät wird auf „Wiedergabe" 9 cm/s geschaltet. An den Kombikopf wird über einen Spannungsteiler 2 kΩ/2 Ω parallel ein Generator angeschlossen. Die Spannung am Eingang wird auf 0,2 mV bei 1 kHz eingestellt.
Der Frequenzgang soll dem im Bild 3 dargestellten entsprechen.

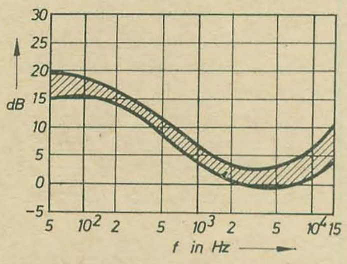


Bild 3: Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers

Mechanische Kontrollen und Einstellungen

Einstellen der Tastensperren (Bild 4)

Alle Tasten des rechten Tastensatzes auslösen. Die Tasten 3 und 8 des linken Tastensatzes gleichzeitig drükken. Die Zugstange c wird in der Mitte des Justierausschnittes vom Schieber b festgeschraubt. Nach Auslösen der Tasten 3 und 8 müssen Schieber b, Zugstange c und Schwenkhebel d leichtgängig sein und nach Verschieben aus der neutralen Lage unter Druck der Rückholfeder e immer sicher in die Grundstellung zurückkehren. Andernfalls ist die Zugstange nachzujustieren, und die Reibflächen sind zu fetten.
Wenn die Tasten 6, 8 oder 10 gedrückt sind, darf sich Taste 11 nicht drücken lassen und umgekehrt. Wenn die Tasten 1, 2, 3, 4, 5, 7 oder 9 gedrückt sind, dann muß Taste 13 blockiert sein und umgekehrt.
Wenn die Tasten 6, 8 oder 10 gedrückt sind, dann läßt sich Taste 13 drücken und umgekehrt.
Bei gedrückter Taste 11 läßt sich jede der Tasten 1, 2, 3, 4, 5, 7 oder 9 drücken und auslösen. Bei umgekehrter Bedienung soll sich beim Drücken der Taste 11 jede gedrückte Taste 1, 2, 3, 4, 5, 7, 9 auslösen.
Werden diese Bedingungen nicht erfüllt, sind Schieber b oder Zugstange c zu justieren.

Einstellen der Auslösefahne

Wenn alle Tasten gedrückt sind, soll der Abstand zwischen der Auslösefahne h und dem Tastenfallenschieber k 0,5 mm betragen.
Die richtige Funktion wird durch Drücken der Taste 11 und einer der Tasten 1, 2, 3, 4, 5, 7, 9 überprüft. Beim Drücken der Taste 15 sollen alle gedrückten Tasten wieder auslösen.

Justieren der Kontakte (Bild 5)

Beim Einrasten einer Taste sollen die Kugelflächen der Federkontakte a die Kontaktmesser b in der Mitte berühren.

Kupplungen

Die Kupplungen sind zweistufig. Der Zug der Friktionskupplungen wird durch die Reibeigenschaften des Materials und einen Filzbelag am Kupplungsoberteil bestimmt. Verringert sich die Zugkraft der Friktionskupplungen, dann müssen die Reibflächen mit Benzin gereinigt oder die Kupplungen gewechselt werden. Die Zugkraft der Stoßkupplungen wird durch Verschieben der Flachfeder unterhalb des Kupplungsoberteils eingestellt.

Die Zugkraft der Aufspul- und Abspul-Friktionskupplung wird bei gelösten Bremsen gemessen. Das Abwickel- oder Aufwickelmoment der Kupplung soll bei leerer Spule ± 8 pcm und bei voller Spule (Masse 200 g) 133 ± 21 pcm betragen. Die Zugkraft der Stoßkupplung wird durch Abbremsen des unteren und Drehen des oberen Teils des Kupplungsoberteils gemessen. Das Moment der Stoßkupplung soll 850 ± 150 pcm betragen.
Die Höhe der Bandauflage soll der Höhe der Tonspur entsprechen. Die Höhe wird durch Unterlegscheiben aus Polyäthylen ausgeglichen. Hierbei muß auch die Höhe der Stufenrolle mit Hilfe von Unterlegscheiben angepaßt werden, damit der Keilriemen waagerecht läuft.

Tonspur

Die Höhe der Köpfe wird mit Hilfe der Stellschrauben so eingestellt, daß der obere Spalt des Löschkopfes das Band um 0,2 mm überragt und der Spalt des Kombikopfes mit dem oberen Rand des Tonbandes abschließt. Die senkrechte Stellung des Kopfspalts wird ebenfalls mit Schrauben eingetaumelt.

Mechanische Einstellung der Tonbahn

Die Leichtgängigkeit des Auf- und Abwickeltriebs wird mit eingerasteter Aufnahmetaste bei abgeschaltetem Tonbandgerät kontrolliert. Die Andruckrolle berührt nicht die Tonrolle. Das in wenigen Windungen auf der linken Spule aufgewickelte Band soll sich mit einer Kraft von 70 p abspulen lassen; bei voller Spule soll die Kraft 50 p betragen (die Bremse des Abwickeltriebs lösen).
Bei eingeschaltetem Tonbandgerät soll die zum Durchziehen des Bandes benötigte Kraft größer als 500 p

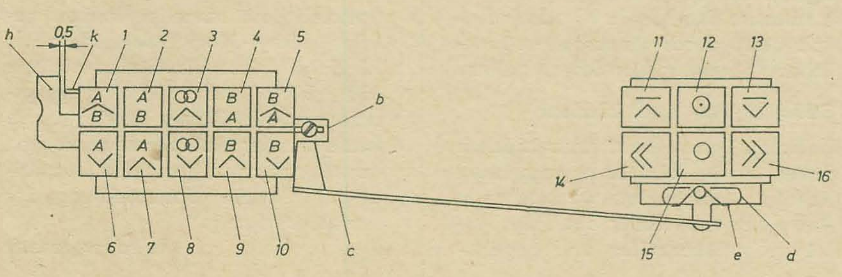


Bild 4: Rechter und linker Tastensatz

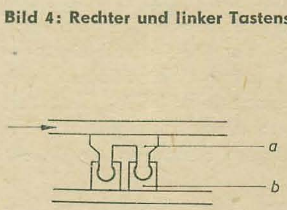


Bild 5: Richtig justierte Kontakte

sein, aber 600 p nicht übersteigen. Für diese Messung ist der Flachriemen abzunehmen (Schwungrad steht, Andruckrolle angedrückt). Der Druck der Andruckrolle wird durch Biegen der Halterung P (Bild 6) auf dem Haupthebel so eingestellt, daß bei einem Druck von 1,1 kp ± 10 % das Anliegen des Magnetankers an den Kern garantiert ist. Die Feder der Andruckrolle soll so eingesetzt werden, daß sie auf beiden Seiten in den Halteschlitzen geführt wird (Bild 7).

Einstellen des Bandführungszapfens

Der Bandführungszapfen soll so eingestellt werden, daß das Band beim Umspulen mindestens 0,3 mm vor dem Löschkopf vorbeiläuft. Der Zapfen darf beim Schwenken des Haupthebels die Montageplatte des Löschkopfes nicht berühren. Bei „Wiedergabe" oder „Aufnahme" (Andruckrolle angedrückt) soll der Bandführungszapfen vom Band nur wenig, besser nicht umschlungen werden.

Einstellen des Türhebels (Bild 8)

Die Kopfschließplatte darf das Bandeinlegen nicht behindern; sie darf nicht bis zum Bandeinlegeschlitz der Deckplatte vorrücken.
Die Filzkissen vor den Köpfen werden durch Biegen der Hebelfahne a justiert. Wenn das Filzkissen den Kombikopf berührt, muß der Abstand zwischen der Hebelfahne a und der Hebelfahne b (vom Filzkissen des Löschkopfes) ungefähr 0,3 mm betragen. Beide Filzkissen sollen gegen die betreffenden Köpfe drücken. Die Kopfschließplatte soll mit ganzer Fläche an der Abschirmung des Kombikopfes anliegen. Der Abstand zwischen dem Haupthebelanschlag c und dem Anschlag des Türhebels d soll 0,15 · · 0,35 mm betragen. Das Filzkissen des Kombikopfes soll den oberen Rand des Tonbandes höchstens um 0,3 mm überragen; die Höhe des Kissens kann durch Biegen des Hebels korrigiert werden.

Riementrieb (Bild 9)

Der Zug des Flachriemens wird bei ausgeschaltetem Tonbandgerät kontrolliert. Dabei wird zwischen Riemen und Riemenscheibe des Motors ein Zugwaageansatz geschoben, der aus 0,3 mm dickem Stahlblech besteht, das dem Durchmesser der Riemenscheibe entsprechend geformt ist. Die zum Abziehen des Riemens um etwa 0,5 mm benötigte Zugkraft soll 400 · · · 450 p betragen. Sie wird nach Lockerung der drei Befestigungsschrauben durch Verschieben des Motors eingestellt. Die Zugkraft eines neuen Riemens kann erst nach mehrstündigem Einlaufen eingestellt werden.
Der Riemen soll während des Betriebs auf der Riemenscheibe weder nach oben noch nach unten laufen. Anderenfalls ist die Neigung des Motors durch Unterlegscheiben auszugleichen. Geprüft wird bei eingeschaltetem Bandgerät (Geschwindigkeit „19") durch wiederholtes plötzliches Abbremsen des Schwungrades.

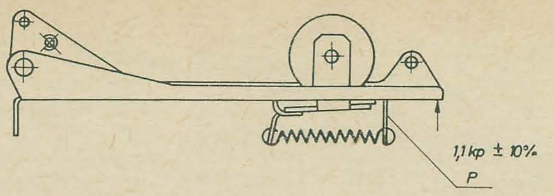


Bild 6: Haupthebel mit Andruckrolle

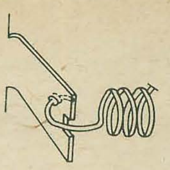
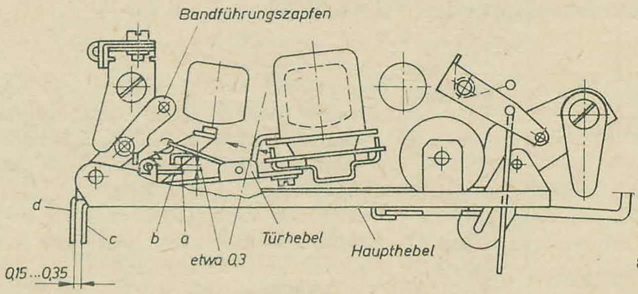
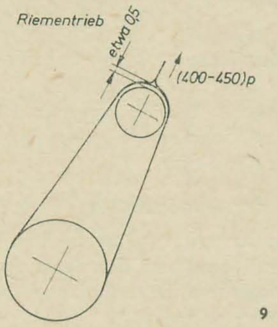


Bild 7 (rechts): Die Feder der Andruckrolle muß im Halteschlitz geführt sein



8



9

Bild 8: Teile der Tonbahn

Bild 9: Messen des Riemenzuges

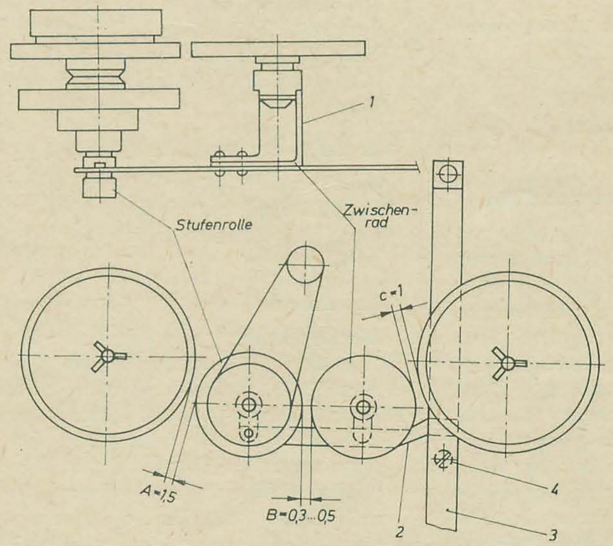


Bild 10: Antrieb für schnellen Vor- und Rücklauf

Schneller Vor- und Rücklauf

Zwischen den Übersetzungsrädern sollen die im Bild 10 angegebenen Abstände eingehalten werden. Beim Austausch der Räder sind die Abstände zu überprüfen und gegebenenfalls neu einzustellen. Zuerst wird der Abstand B zwischen Stufenrolle und Zwischenrad mit Hilfe des Anschlagwinkels auf der Steuerstange eingestellt. Er soll 0,3 · · · 0,5 mm betragen. Das Zwischenrad soll sich nicht mitdrehen, wenn Motor und Stufenrolle laufen.
Die Abstände A und C werden mit Hilfe der Steuerstange 2 und des Hauptschwenkhebels 3 eingestellt und mit Schraube 4 fixiert. Das Verhältnis von A zu C soll etwa 1,5 : 1 betragen.
Der Druck des Zwischenrades auf die Stufenrolle und das Kupplungsunterteil beim schnellen Vorlauf beträgt 500 · · · 700 p, bei schnellem Rücklauf drückt die Stufenrolle mit 250 · · · 500 p auf das Kupplungsunterteil. Die Drücke werden durch Abziehen der Antriebselemente von den Kupplungen gemessen. Als Kriterium gilt die Unterbrechung der Kraftübertragung.

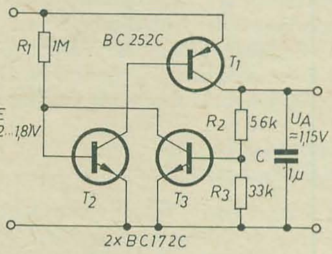
Wird fortgesetzt

rfe-Kurzberichte

Stabilisierungsschaltung für niedrige Spannungen

Die EMK von Monozellen liegt abhängig vom Entladezustand zwischen 1,2 und 1,7 V. Soll daran eine Schaltung mit konstanter Betriebsspannung betrieben werden, leistet die auf dem Bild dargestellte Anordnung gute Dienste.

R_1 ist unter Berücksichtigung der Stromverstärkung von T_1 und T_2 so bemessen, daß bei stromlosem Stabilisierungstransistor T_3 der Serientransistor T_1 voll durchgesteuert



ist. Wenn die Ausgangsspannung ihren Sollwert erreicht hat, fließt in T_3 ein Strom, der den Basisstrom von T_2 soweit verringert, daß die Ausgangsspannung konstant bleibt. Die Basis-Emitterspannung von T_3 dient als Vergleichsspannung. Für das vorliegende Dimensionierungsbeispiel erhält man $U_A \approx 1{,}15$ V. Die Ausgangsspannung ist bis etwa 5 mA Laststrom stabil; für höhere Lastströme ist R_1 zu verkleinern. Der Innenwiderstand beträgt 1 bis 20 Ω, der Stabilisierungsfaktor etwa 10.

Die Schaltung eignet sich nicht zuletzt wegen ihrer leichten Integrierbarkeit auch als Bauelement zur Erzeugung niedriger Referenzspannungen. Da T_2 und T_3 bei sehr niedrigen Strömen betrieben werden, ist der Einsatz von Si-Planartransistoren erforderlich. Ein komplementärer Aufbau ist prinzipiell möglich, jedoch aufgrund der genannten Tatsache bei der gegenwärtigen Bauelemente-Situation nicht zu empfehlen. Als T_1 darf in der gezeigten Schaltung ein geeigneter G-Transistor eingesetzt werden.

Literatur: Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen. Ausgabe 1971/1; Intermetall

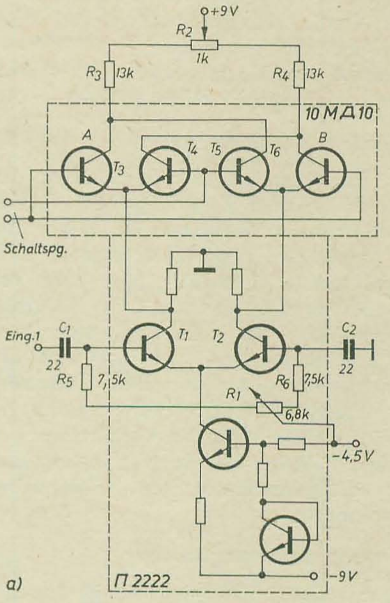
Halbleiter-Gasdetektor

Von einem neuartigen Halbleiter-Gasdetektor aus Japan sind inzwischen nähere Einzelheiten bekannt geworden. Der Gasdetektor verändert bei Kontakt mit reduzierenden Gasen oder Rauch seinen elektrischen Widerstand stark. Diese Widerstandsänderung ist ausreichend, um in vielen Fällen direkt, also ohne zusätzliche Verstärker, ein Relais, einen Alarmsummer, ein Magnetventil oder einen Bimetallschalter zu betätigen. Das aktive Element des neuen Gasdetektors besteht aus einem kleinen, etwa quaderförmigen, in der Hauptsache aus Zinnoxid, Zinkoxid und Eisen-III-Oxid zusammengesinterten Körper. In diesen Sinterkörper sind zwei Platindrahtspiralen eingebettet. Das ganze Gebilde läßt sich als elektrischer Massewiderstand betrachten, wobei die Spiralen die Anschlußkontakte darstellen. Kommt nun der Sinterkörper mit einem chemisch reduzierten Gas in Berührung, dann absorbiert er eine kleine Menge davon. Es kommt zu chemischen Reaktionen, die eine Erhöhung der Leitfähigkeit – also eine Verringerung seines Widerstandswertes – zur Folge haben. Diese Vorgänge laufen um so schneller ab, je höher die Temperatur des Sinterkörpers ist. Entfernt man aus der den Sinterkörper umgebenden Luft das reduzierende Gas, dann desorbiert auch der Sinterkörper die vorher aufgenommene Gasmenge, sein Widerstandswert geht auf den ursprünglichen Wert zurück. Auch dieser Vorgang wird bei höherer Temperatur beschleunigt. Zur Erwärmung des Elements verbindet man die beiden Platinspiralen, die durch Stromfluß auf eine Temperatur zwischen etwa 60 und 240 °C aufgeheizt werden, mit einer Spannungsquelle. Das aktive Element selbst befindet sich in einem doppelwandigen Käfig aus einer feinen und rostfreien Stahlgaze. Der neue Halbleiter-Gasdetektor trägt die Bezeichnung TGS (Taguchi Gas Sensor).

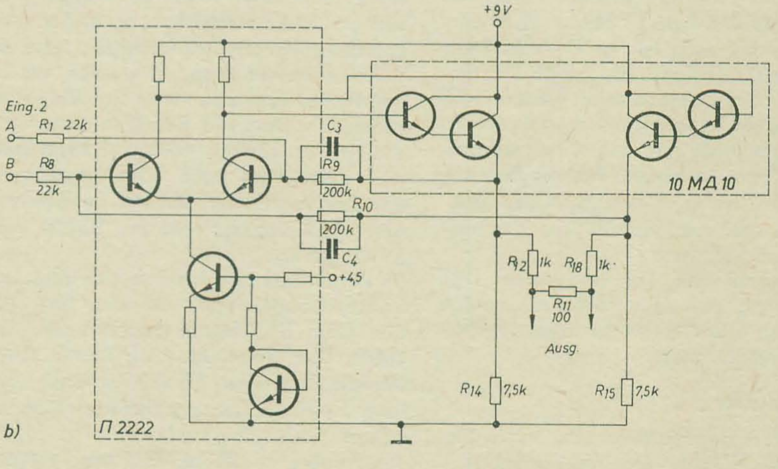
Synchrondetektor mit integrierten Schaltkreisen

Lock-in-Stufen und Synchrondetektoren lassen sich mit Transistoren aufbauen, jedoch macht die Auswahl der Transistoren für kleinste Temperaturdrift in den Schaltstufen große Schwierigkeiten. Hier helfen integrierte Analogschaltkreise, wie der monolithische Differenzverstärker mit Konstantstromquelle. Diese Schaltkreise umfassen mehrere Transistoren mit fast gleichen Kenndaten, so daß die zeitraubende Auswahl nach Paaren mit kleinen Unterschieden in der Temperaturdrift entfällt.

Im Bild ist die Schaltung des Synchrondetektors dargestellt; er besteht aus einem Transistor-Analog-Multiplikator, einem integrierenden Verstärker und einem Emitterfolger. Der Multiplikator ist mit der sowjetischen monolithischen Stufe П 2222 und dem Hybridschaltkreis 10 MA 10 bestückt (hier kann auch der Hybridkreis 1 MM 6 benutzt werden). Das zu demodulierende Signal gelangt an die Basis von T_1, dessen Kollektor mit den Emittern von T_3 und T_4 verbunden ist. Das Signal vom Kollektor von T_2 gelangt zu den Emittern von T_5 und T_6. Im Moment der positiven Halbperiode an den Emittern von T_3 und T_4 wird an die Basen von T_3 und T_6 ein rechteckiges Steuersignal von 300 mV und der Frequenz des Eingangssignals gelegt (Referenzsignal), das diese Transistoren öffnet. Durch die Wirkung von T_2 liegt am Kollektor von T_6 die negative Halbwelle. R_1 dient zur Symmetrierung, R_2 zur Nullpunkteinstellung. Von den Punkten A und B wird das Ausgangssignal der Multiplikatorstufe dem Differenzverstärker über R_7 und R_8 zugeführt. An R_{11} kann die Ausgangsgleichspannung abgenommen und z. B. einem Schreiber zugeführt werden. Durch die RC-Gegenkopplungsglieder wird eine integrierende Wirkung hervorgerufen. Die Zeitkonstanten können durch Verändern von C_3 und C_4 zwischen 0,1 und 30 s eingestellt werden. Die Nullpunktdrift, bezogen auf eine maximale Ausgangsspannung von 1,75 V, betrug in 1 h bei Laborbedingungen 5 mV. Bei einer Eingangsspannung von 1 mV beträgt die Verstärkung der Schaltung V = 200. Die Nichtlinearität ist kleiner 0,1 %, die Leistungsaufnahme beträgt 40 mW. Der Dynamikbereich läßt sich vergrößern, wenn R_7 und R_8 verkleinert werden. Durch symmetrische Zuführung der Eingangsspannung kann V = 400 werden. Die obere Grenzfrequenz liegt bei 1 ··· 5 MHz.



a)



b)

Synchrondetektor mit integrierten Schaltkreisen; a) Multiplikator, b) Verstärker

Literatur: Pribory i techn. Eksperim. (1971) H. 3, S. 127–128

Fortsetzung von Seite 730

len für Nachbarkanalton-, Nachbarkanalbild- sowie Eigenträgerunterdrückung vor dem ersten ZF-Transistor (SF 240) werden bezüglich der Kreuzmodulationsfestigkeit optimale Verhältnisse erreicht. Die Regelung erfolgt durch Aufwärtsregelung des Transistors der ersten ZF-Stufe; der Regelumfang beträgt 40 dB.
Die Demodulationsstufe wurde so ausgelegt, daß sie sowohl als Eindiodendemodulation für Geräte der mittleren und unteren Preisklasse als auch als Zweidiodendemodulation für Geräte der oberen Preisklasse aufgebaut werden kann.
Das Gerät „Luxomat 110" besitzt eine Zweidiodendemodulation.
Durchlaß- und Sperrverhalten entsprechen den Forderungen der TGL 8838.

Getastete Regelung

Die Regelung mußte aus Gründen der unterschiedlichen Zonenfolge der Regeltransistoren im Tuner und im ZF-Verstärker zweistufig ausgeführt werden. Dadurch konnte gleichzeitig eine hohe Regelgüte erreicht werden. Als Tasttransistor ist der Germaniumtransistor MP 21 D eingesetzt. Von ihm wird die Regelspannung für den Bild-ZF-Verstärker erzeugt. Mit dem zweiten Transistor (SF 215) wird die für den Kanalwähler benötigte Polarität der Regelspannung und der verzögerte Einsatz der HF-Regelung geschaffen.

Differenzfrequenzverstärker

Für das Gerät „Luxomat 110" ist der DF-Verstärker zweistufig aufgebaut und mit Transistoren des Typs SF 245 bestückt worden. Angeschlossen ist der DF-Verstärker an die separate Tondiode im ZF-Verstärker. Der zur Demodulation verwendete Ratiodetektor ist symmetrisch aufgebaut; alle Bauelemente sind auf einer gedruckten Schaltung in einem Filterbecher untergebracht, wodurch bezüglich der Störstrahlung optimale Verhältnisse geschaffen werden konnten.
Der Anschluß von Tonbandgeräten zur Aufzeichnung des Fernsehtones erfolgt über einen zusätzlichen berührungssicheren Tondemodulator.

Videoverstärker

Auch der Videoverstärker ist zweistufig aufgebaut worden. Der als Impedanzwandler eingesetzte Transistor SF 215 befindet sich auf der Empfangsleiterplatte, während der Endstufentransistor SF 150 auf der Videoleiterplatte untergebracht wurde. Zweckmäßigerweise enthält diese Leiterplatte auch die Bildröhrenfassung und wird mit dieser gemeinsam auf den Bildröhrensockel gesteckt.

Leuchtpunktunterdrückung

Die zur Leuchtpunktunterdrückung erforderliche Schaltung ist in die Wehneltbeschaltung der Bildröhre eingefügt worden. Über eine Selendiode wird aus den positiven Hilfsimpulsen des Zeilentrafos eine positive Spannung gewonnen, die als Ladespannung eines Elektrolytkondensators nach dem Abschalten des Gerätes über den Wehneltzylinder in der Bildröhre die Restemission der Katode absaugt und somit eine Leuchtfleckbildung sicher verhindert.

Helligkeitsregelung

Für einen ausreichenden Regelumfang der Grundhelligkeitseinstellung ist eine Spannung am Wehneltzylinder der Bildröhre erforderlich, die über einen Spannungsteiler aus der +220-V-Schienenspannung des Netzteiles gewonnen wird.

Die durch die transistorisierte Videoendstufe bedingte niedrige Bildröhrenkatodenspannung erfordert jedoch am Wehneltzylinder auch negative Spannungen. Um einen gesonderten Netzteil zur Erzeugung dieser negativen Spannung einzusparen, ist die Leuchtpunktunterdrückung in der Zuleitung zum Wehneltzylinder so ausgelegt worden, daß sie gleichzeitig die Funktion einer Hilfsspannungsquelle für diese negativen Spannungen übernimmt.

Ein in Reihe zum Helligkeitsregler liegender Grobregler dient zum Ausgleich der Toleranzen der Bildröhrenkennlinien.

Amplitudensieb und Impulstrennung

An diese Stufen werden durch den Grad der Transistorisierung besonders hohe Anforderungen gestellt.
Für die mit Röhren bestückten Ablenkstufen werden hohe Synchronisationsspannungen benötigt. Als Folge der Teiltransistorisierung steht aber nur ein BAS-Signal mit geringem Pegel zur Verfügung. Eine Auskopplung des BAS-Signals in bisher bekannter Weise am Ausgang der Videoendstufe schied aus, da dieser Pegel kontrastabhängig ist. Außerdem muß das S-Signal vorher separiert werden, um bei gegebener Sperrspannung des Videoendstufentransistors die Bildröhre sicher aussteuern zu können. Diese Schwierigkeit wird durch eine neue Schaltungskonzeption der Impulstrennung mit hochsperrenden Miniplasttransistoren SS200 und SS201 gelöst.
Im Amplitudensieb, das an die Videotreiberstufe angekoppelt ist, wird das S-Signal vom BAS-Signal getrennt und verstärkt. Das Amplitudensieb ist mit einem Miniplasttransistor SS 220 in Basisschaltung bestückt. Zur Impulsabtrennung arbeiten zwei Miniplasttransistoren gleichstrommäßig in Reihe. Ein zweckentsprechendes Netzwerk hält dabei die Sperrspannung in zulässigen Grenzen.
Wechselstrommäßig wird im Ausgangskreis des ersten Transistors der für die Zeilenfangautomatik benötigte Doppelimpuls in bekannter Art gewonnen; transformiert wird dieser der Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung zugeführt. Mit Hilfe dieser Stufe wird gleichzeitig der Bildsynchronisierungsimpuls gewonnen und der zweiten Stufe zugeführt, die als Impulsverstärker arbeitet.

Phasen- und Frequenzvergleich, Bildsynchronisation

Die seit längerem bekannte Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung ist unverändert vom Gerätevorgängertyp übernommen worden.
Die Bildsynchronisation wird mit Hilfe der übersichtlichen Direktsynchronisation gewährleistet, wobei durch einen speziellen Abgleichvorgang mit einem Hilfswiderstand eine solche Frequenzeinstellung vorgenommen wird, daß die Synchronisation sowohl bei positiven als auch bei negativen Abweichungen der Rasterwechselfrequenz gewährleistet wird, ohne einen individuellen Nachabgleich durchführen zu müssen. Ein stabiler Zeilensprung wird durch die steilen Flanken der geformten Bildsynchronisationsimpulse gewährleistet.

Sinusgenerator

Die Nachsteuerspannung der Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung wird einer Reaktanzstufe des Sinusgenerators zugeführt. In dieser wird weiterhin wie beim Vorgängertyp die Röhre PCF 802 verwendet. Das Triodensystem arbeitet als Reaktanzröhre, das Pentodensystem gleichzeitig als Zeilengenerator und Impulsformerröhre. Mit dieser Röhre lassen sich Regelsteilheiten erreichen, für die sich Frequenzabweichungen nicht als Bildverschiebungen bemerkbar machen.

Zeilenendstufe und Stabilisierungsschaltung

Die Schaltungen für die Zeilenendstufe und die Stabilisierung wurden entsprechend dem Stand der Technik, modifiziert auf den Röhrentyp PL 504 als Zeilenendröhre, vom Vorgängertyp entnommen. Vorerst werden auch die Röhren PY 88 und DY 86 weiterhin verwendet.
Der Zeilentrafo ist der Zeilenendröhre optimal angepaßt und in Gießharztechnik ausgeführt worden. Dadurch kann in dieser Baustufe ebenfalls eine hohe Zuverlässigkeit und die Erfüllung der Forderungen der TGL 200-7045 gewährleistet werden.

Bildkippstufe

In dieser Baustufe wird weiterhin die Verbundröhre PCL 85 eingesetzt. Die bewährte Schaltung mit Sperrschwinger wurde vom Vorgängertyp übernommen. Die Stabilisierungsschaltung für die Bildhöhe wurde überarbeitet. Nunmehr wird die Speisespannung des Ladekreises vom Sperrschwinger durch eine zusätzliche Regelspannung stabilisiert, die aus dem Bildrückschlagimpuls abgeleitet wird. Die Katoden-Masse-Potentialdifferenz der Sperrschwingerröhre ist gegenüber dem Vorgängertyp verringert worden. Durch diese neue Schaltungsanordnung wurden zusätzlich bessere Voraussetzungen für eine wirksame Leuchtpunktunterdrückung geschaffen. Ebenfalls verbessert wurde die Schaltung zur Korrektur der Nichtlinearität.
Das Ablenksystem ist unverändert vom Vorgängertyp übernommen worden.

NF-Stufe

Die weiterhin röhrenbestückte NF-Stufe bedient sich der wirtschaftlichen Verbundröhre PCL 86. Die bewährte Schaltung der

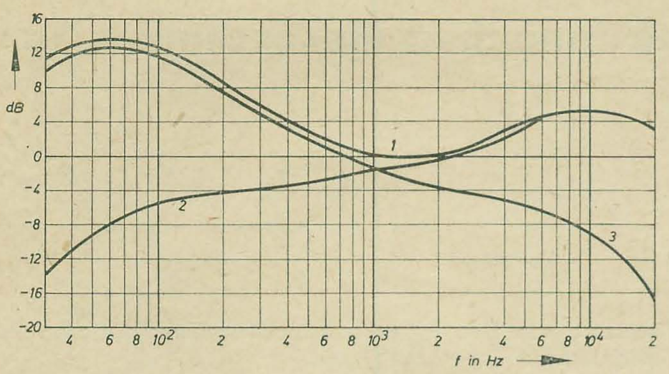


Bild 4: NF-Frequenzgang des „Luxomat 110" Kurve 1: Höhen- und Tiefensteller voll aufgedreht, Kurve 2: Tiefensteller zugedreht, Kurve 3: Höhensteller zugedreht

Gesamtstufe mit einer frequenzabhängigen Gegenkopplung über Vor- und Endstufe mit Einspeisung der Gegenkopplungsspannung in den Fußpunkt des Lautstärkereglers ist vom Gerätevorgängertyp übernommen worden.
Beim „Luxomat 110" wurde die Eingangsschaltung durch eine Klangstellmöglichkeit erweitert. Das Klangstellnetzwerk liegt zwischen dem Ausgang des DF-Verstärkers und dem Lautstärkesteller und nutzt die Deakzentuierung mit aus. Höhen und Tiefen können praktisch unabhängig voneinander individuell eingestellt werden. Der Frequenzgang ist aus Bild 4 zu entnehmen. Zusätzlich ist eine Abschaltung des Innenlautsprechers über einen Drucktastenschalter vorgesehen worden.

Netzteil

Für die Speisung der Röhrenstufen ist die bekannte Schaltung mit Einweggleichrichtung und nachfolgender RC-Siebung beibehalten worden. Die hohe Gleichspannung wird gleichzeitig dazu verwendet, eine stabilisierte Gleichspannung für die Abstimmung der C-Dioden-Tuner zu gewinnen. Die Stabilisierung dieser Spannung wird mit Hilfe einer integrierten Schaltung vom Typ MAA 550 erreicht. Toleranzen dieser IS-Bausteine, die sich in unterschiedlichen Stabilisierungsspannungen auswirken können, sind mit einem Einstellregler ausgleichbar.
Um den Wirkungsgrad des Netzteils zu erhöhen, die Leistungsaufnahme des Gerätes also zu senken, werden die transistorisierten Stufen nicht aus dem Hochspannungsnetzteil gespeist. Ebenfalls zur Verminderung der Leistungsaufnahme wird der Heizkreis mit Halbwellenstrom über einen Gleichrichter versorgt. Dadurch ist es gleichzeitig möglich, aus dem Fußpunkt des Heizkreises eine für Transistorstufen geeignete Niederspannung auszukoppeln.
Um die Toleranzen gering zu halten, wird diese Spannung mit einer Z-Diode stabilisiert. Besondere Aufmerksamkeit mußte den Schutzschaltungen in diesem Heizkreis gewidmet werden, damit die verwendete Diode bei Bildröhrenüberschlägen bzw. bei Überschlägen in der Röhre PY 88 nicht gefährdet wird. Durch entsprechende Kapazitäten in Verbindung mit den Funkenstrecken ist genügende Sicherheit eingebaut worden.

Zusammenfassung

Mit dem Gerät „Luxomat 110" können gegenüber den Geräten der bisherigen Produktion eine ganze Reihe von Gebrauchswerterhöhungen für den Kunden ausgewiesen werden.
So gestattet das Senderschnellwahlaggregat die Speicherung von zwei Programmen im Band IV, zwei Programmen im Band III und einem Programm im Band I. Durch die Verwendung eines Zweidiodenausganges am Bild-ZF-Verstärker, eines zweistufigen DF-Verstärkers, der Klangeinstellung und eines hochwertigen Lautsprechers konnte die NF-Qualität verbessert werden, was sich in der Verbesserung des Klangbildes und den reduzierten Eigenstörungen äußert.
Der ausreichende Umfang der Höhen- und Tiefenbeeinflussung ermöglicht eine Klangbildeinstellung entsprechend den individuellen Wünschen.
Da mit diesem Gerät hochwertige NF-Verstärker betrieben werden können, wurde die Abschaltbarkeit des Innenlautsprechers realisiert. Das Gerät bietet die Anschlußmöglichkeit von Tonaufzeichnungsgeräten. Für diese Zwecke steht an der MTG-Buchse ein TGL-gerechtes NF-Signal von etwa 10 mV zur Verfügung.
Sollen an Geräte vom Typ „Luxomat 110" hochwertige NF-Verstärker angeschlossen werden, dann kann dies ebenfalls über die MTG-Anschlußbuchse erfolgen. Dabei muß der Widerstand des Ausgangsspannungsteilers an der MTG-Anschlußbuchse entsprechend den Hinweisen in den Service- bzw. Kundendienstunterlagen entfernt werden, um ein NF-Signal bis zu 250 mV zu erhalten.
Das Gerät weist neben der modernen Bildröhre mit 61-cm-Bildschirmdiagonale ein in seiner Tiefe verkürztes Gehäuse mit senkrecht geschlitzter Holzvorderfront am Bedienteil auf.
Weiterhin konnte durch schaltungstechnische Maßnahmen das Einschaltbrummen vermieden werden. Die Gesamtschaltung ist dem Bild 5 zu entnehmen.
Durch den gegenüber dem Vorgängertyp verminderten Leistungsbedarf zum Betrieb des Gerätes werden die Bauelemente geringeren thermischen Beanspruchungen unterworfen, was für den Kunden neben der Energieeinsparung eine erhöhte Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit erwarten läßt.

Technische Daten

Netzbetrieb	220 V, 50 Hz
Leistungsaufnahme	160 VA
Empfangsbereiche	VHF-Bereiche I und III UHF-Bereich IV
Antennenanschluß	UHF 240 Ω VHF 240 Ω
Norm	CCIR
Verfahren	Intercarrier
Verstärkungsregelung	getastet, automatisch
max. NF-Ausgangsleistung	≧ 2 W
Lautsprecher	3-VA-Breitbandlautsprecher, streuarm
Bildröhrendiagonale	61 cm
Fangbereich der Horizontalfrequenzautomatik	≧ 630 Hz
Fangbereich der Vertikalfrequenzautomatik	> ± 4 Hz
Fernbedienungsanschluß	für Helligkeit und Lautstärke vorhanden
rauschbegrenzte Empfindlichkeit	Bd. I/III ≦ 25 dB (pW) Bd. IV ≦ 30 dB (pW)
synchronisationsbegrenzte Empfindlichkeit	≦ 18 dB (pW)
geräuschbegrenzte Empfindlichkeit	≦ 16 dB (pW)
Eigentonträgerabsenkung	≧ 20 dB

Röhren- und Halbleiterbestückung

UHF-Tuner	2× GF 147 3× KB 105
VHF-Tuner	3× GF 145 3× KB 105 3× SA 301 1× SA 311 2× SAY 20
Bild-ZF-Verstärker	1× SF 240 2× SF 245
Videodemodulator	1× GA 105
Videostufe	1× SF 215 1× SF 150
getastete Regelung	1× MP 21 D 1× SF 215
DF-Stufe	2× SF 245
Ratiodetektor	2× GA 109
NF-Stufe	1× PCL 86
MTG-Einheit	2× GA 109
Amplitudensieb	2× SS 200 1× SS 201
Phasen- und Frequenzvergleich	1× Selendiode D 16
Sinusgenerator	1× PCF 802
Zeilenendstufe	1× PL 504 1× PY 88 1× DY 86
Bildkipp	1× PCL 85
Netzteil	2× SY 208/228
Bildröhre	B 61 G 1
Abmessungen in mm	730 × 475 × 180
Masse	etwa 25 kg

Analog-Digital-Umsetzer der elektronischen Meßtechnik Teil 4

Dr.-Ing. GEORG TIETZE

6.2.2. Zeitbasisumsetzer mit der Zwischengröße Frequenz

Bei diesen Umsetzern erfolgt zunächst die Umsetzung des analogen Meßwertes in eine ihm proportionale Frequenz. Der genaue Zeitablauf des periodischen Vorgangs, der die Frequenz enthält, ist von untergeordneter Bedeutung, da bei der anschließenden digitalen Frequenzmessung verschiedenste Kurvenformen einwandfrei in ihrer Frequenz erfaßt werden können.

Das Prinzip der Zeitbasisumsetzer mit der Zwischengröße Frequenz spielt eine bedeutende Rolle bei der Messung von linearen Geschwindigkeiten und Drehgeschwindigkeiten (Drehzahlen); darauf soll im Abschnitt 6.2.2.1. eingegangen werden.

6.2.2.1. Umsetzer für Geschwindigkeit und Winkelgeschwindigkeit

Mit dem Prinzip des Skalenstreckenumsetzers läßt sich auch die Umsetzung von linearen Geschwindigkeiten und Drehgeschwindigkeiten realisieren (Bilder 9 und 10). Die mittlere Geschwindigkeit des Lineals bei Weiterbewegung um eine Quantisierungseinheit beträgt mit Δt_ν als Zeitdauer für die Weiterbewegung

$$\bar{v}_\nu = \frac{s_q}{\Delta t_\nu} \qquad (63)$$

Erfolgt die Impulszählung bzw. die Summation der Quanten jeweils über einem festen Zeitintervall Δt, dann ist wegen

$$\bar{v}_{\Delta t} = \frac{n\, s_q}{\sum_{\nu=1}^{n} \Delta t_\nu} = z \frac{s_q}{\Delta t} \qquad (64)$$

und

$$z = \frac{\Delta t}{s_q} \bar{v}_{\Delta t} \qquad (65)$$

Das Zählergebnis z ist also der mittleren Geschwindigkeit des Strichlineals während des Zeitintervalls Δt proportional. Es erfolgt so eine AD-Umsetzung der linearen Bewegungsgeschwindigkeit. Völlig analog dazu sind die Verhältnisse für den Umsetzer mit Lochscheibe oder bei anderen Umsetzern für rotierende Bewegungen hinsichtlich der Winkelgeschwindigkeit oder Drehzahl bei Weiterbewegung um eine Quantisierungseinheit. Der Zählerstand gibt hier die mittlere Winkel- oder Drehgeschwindigkeit während des Zeitintervalls Δt an.

Die Gl (64) entspricht genau Gl. (8) im Abschnitt 4.2.1. Für die Messung von Geschwindigkeiten ist der Skalenstreckenumsetzer ein Verfahren, das den Analogwert direkt in eine (Impuls-)Frequenz umsetzt. Er ist somit für die Erfassung von Geschwindigkeiten ein integrierender Umsetzer.

Hinsichtlich des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal arbeitet er nach der Zählmethode, da abgezählt wird, wie viele Quantisierungseinheiten in dem Zeitintervall Δt enthalten sind. Der Teilungsabstand s_q auf dem Lineal ist Quantisierungseinheit und Vergleichsnormal, er entspricht nach Gl. (63) dem Zeitintegral über die Geschwindigkeit während der Zeit Δt_ν:

$$s_q = \int_t^{t+\Delta t_\nu} v(t)\, dt = \bar{v}_\nu \cdot \Delta t_\nu \qquad (66)$$

Dem äquivalent sind auch hier die Verhältnisse bei der Umsetzung von Drehgeschwindigkeiten.

6.2.2.2. Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Da sehr viele Meßgrößen vor der AD-Umsetzung zunächst in eine Gleichspannung umgewandelt werden, haben die Spannungs-Frequenz-Umsetzer eine vorrangige Bedeutung unter den Analogwert-Frequenz-Umsetzern. Ähnlich verhält es sich für die Strom-Frequenz-Umsetzer. Spannung und Strom lassen sich jedoch durch einfache Schaltungen ineinander überführen, so daß die Strom-Frequenz-Umsetzer hier nicht getrennt betrachtet werden sollen.

Prinzipiell eignen sich alle Oszillator- und Kippschaltungen, deren Frequenz durch eine Spannung oder einen Strom beeinflußt werden kann, als Spannungs-Frequenz-Umsetzer. Die wichtigste Forderung ist dabei eine sehr genaue Linearität zwischen Spannung und Frequenz, da der Umsetzungsfehler entscheidend dadurch bestimmt wird.

Im Rahmen dieses Artikels kann nicht auf die verschiedenen Methoden der Spannungs-Frequenz-Umsetzung eingegangen werden. Näheres darüber findet man in [10] [16] [19] [20] und [21]; in [10] ist eine Zusammenstellung von verschiedenen Methoden in Tabellenform gegeben.

Am häufigsten wird eine Spannungs-Frequenz-Umsetzung nach dem Prinzip des Sägezahnumsetzers vorgenommen. Der Unterschied zum Sägezahnumsetzer besteht darin, daß innerhalb eines festen Zeitintervalls Δt der beim Sägezahnumsetzer ablaufende Vorgang des Vergleichs zwischen Sägezahnspannung und Referenzspannung in hoher Zahl periodisch wiederholt wird. Die Zahl der ablaufenden Sägezahnperioden wird gleichzeitig mit einem Zähler gezählt. Je nachdem, ob der Anstieg der Sägezahnspannung oder die Größe der Vergleichsspannung konstant ist, unterscheidet man hier ebenfalls zwei Typen.

● Spannungs-Frequenz-Umsetzer Typ I

Die Steilheit c des Sägezahns ist konstant, die umzusetzende Spannung u_x ist die Vergleichsspannung. Der Zeitablauf dafür ist im Bild 21 dargestellt. Erreicht die Sägezahnspannung u_s den Wert von u_x, was durch einen Komparator erkannt wird, dann springt sie auf Null zurück, und ein neuer linearer Anstieg beginnt. Entsprechend den Ausführungen unter 6.2.1.1., Gl. (43), ist dabei die Periodendauer T der entstehenden Sägezahnfolge proportional der umzusetzenden Spannung u_x

$$T = \frac{u_x}{c} \qquad (67)$$

Ermittelt man durch digitale Frequenzmessung die Sägezahnfrequenz während einer Zeitdauer Δt, dann gilt für den Zählerstand im Frequenzmesser

$$z = \Delta t\, f = \Delta t \frac{1}{T} = \Delta t\, c \frac{1}{u_x} \qquad (68)$$

Für die Zählung werden Impulse aus den Sägezahnrückflanken abgeleitet. Beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer Typ I ist somit das Ergebnis der gesamten Umsetzung umgekehrt proportional dem Wert der analogen Meßspannung. Aus Bild 21 ist zu erkennen, daß für die „Abtastung" der analogen Spannung u_x durch jeden einzelnen Sägezahn zunächst eine Momentanwertumsetzung von u_x in eine Periodendauer T erfolgt. Wird jedoch die analoge Spannung nach der Bedingung des Abtasttheorems hinreichend oft [mindestens zweimal für die höchste in $u_x(t)$ enthaltene Schwankungsfrequenz] abgetastet, dann erfolgt wegen der integralen Bewertung der Sägezahnfrequenz durch die digitale Frequenzmessung auch eine integrale Bewertung der analogen Spannung. Man kann deshalb schreiben:

$$z = \Delta t\, c \frac{1}{\bar{u}_{x\Delta t}} \qquad (69)$$

Bei dem Vergleich zwischen Analogwert und Vergleichsnormal arbeitet der AD-Umsetzer mit der Spannungs-Frequenz-Umwandlung Typ I nach der Zählmethode, da eine Zahl von Quanten ausgezählt wird. Die Quantisierungseinheit T ist dabei jedoch nicht konstant, sie ändert sich direkt proportional mit der analogen Spannung nach Gl. (67).

● Spannungs-Frequenz-Umsetzer Typ II

Die Vergleichsspannung u_v ist konstant, die Steilheit des Sägezahns ist proportio-

nal der analogen Spannung u_x, dies wird wieder mit Hilfe eines Integrators mit der Zeitkonstanten α erreicht. Der Zeitablauf ist im Bild 22 dargestellt. Erreicht die Sägezahnspannung u_s den Wert der Vergleichsspannung, was auch hier durch einen Komparator erkannt wird, dann wird ein Zurückspringen auf Null ausgelöst, und ein neuer Anstieg beginnt. Entsprechend den Ausführungen zum Sägezahnumsetzer Typ II, Gl. (51), gilt hier für die Periodendauer T der entstehenden Sägezahnfolge

$$T = \frac{u_V}{\alpha} \frac{1}{\bar{u}_{xT}} \qquad (70)$$

Bei der anschließenden digitalen Frequenzmessung wird wieder der arithmetische Mittelwert der Sägezahnfrequenz über eine feste Zeitdauer Δt bestimmt. Man erhält eine Anzeige

$$z = \Delta t\, f = \Delta t \frac{1}{T} = \Delta t \frac{\alpha}{u_V} \bar{u}_{x\,\Delta t} \qquad (71)$$

Beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer Typ II ist die Ergebnisanzeige der AD-Umsetzung somit proportional dem arithmetischen Mittelwert der analogen Meßspannung. Im Unterschied zum Spannungs-Frequenz-Umsetzer Typ I erfolgt hier bereits bei der Bildung der einzelnen Sägezahnperioden eine direkte Integration der analogen Meßspannung (ausgenommen die Zeit, in die die sehr kurzen Sägezahnrückflanken fallen). Damit werden auch sehr kurze Störimpulse innerhalb einer Sägezahnperiode T integral bewertet. Nähere quantitative Zusammenhänge wurden im Abschnitt 4.2.1. durch die Gln. (5) bis (10) abgeleitet.

Durch den Zähler für die Frequenzmessung wird die Anzahl der Quanten in der Zeitdauer Δt ermittelt. Die einzelnen Quanten haben hier alle den gleichen Wert

$$u_s(t_0 + T) = \alpha \int_{t_0}^{t_0+T} u_x(t)\, dt = u_V \qquad (72)$$

Das einfache Prinzipschaltbild für die AD-Umsetzung mit Hilfe eines Spannungs-Frequenz-Umsetzers Typ II zeigt Bild 23. Integrator, Komparator und Referenzspannungsquelle bilden den u/f-Umsetzer, ein sehr genauer Torzeitgenerator liefert einen Toröffnungs- und einen Torschließungsimpuls und bestimmt damit die gesamte Integrationszeit Δt dieses AD-Umsetzers.

Aus Gl. (71) ist zu ersehen, daß Integrationszeit Δt, Integrationszeitkonstante α und Referenzspannung u_V die Umsetzgenauigkeit völlig bestimmen. Es lassen sich Umsetzungsfehler von etwa $\pm 0{,}01\,\%$ erreichen. Das kritische Glied, das die Genauigkeit bestimmt, ist bei diesen Umsetzern der Integrator bzw. der möglichst lineare Spannungs-Frequenz-Umsetzer.

Hinsichtlich des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal arbeiten die Umsetzer nach der Zählmethode, da mit dem Zähler die Anzahl gleicher Quanten innerhalb der Gesamtintegrationszeit festgestellt wird; die Quanten werden von der analogen Meßspannung abgeleitet.

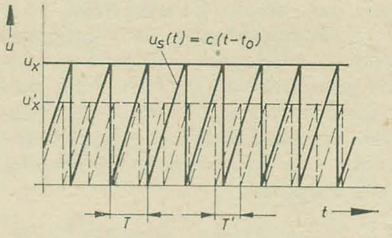


Bild 21: Arbeitsprinzip des Spannungs-Frequenz-Umsetzers Typ I

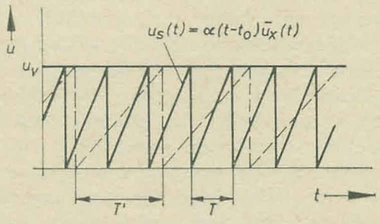


Bild 22: Arbeitsprinzip des Spannungs-Frequenz-Umsetzers Typ II

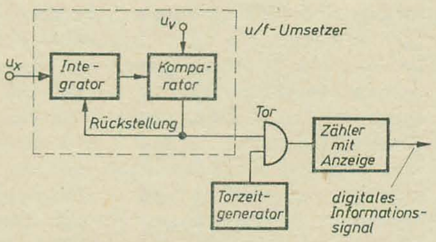


Bild 23: Blockschaltbild des AD-Umsetzers, der mit Hilfe eines Spannungs-Frequenz-Umsetzers Typ II arbeitet

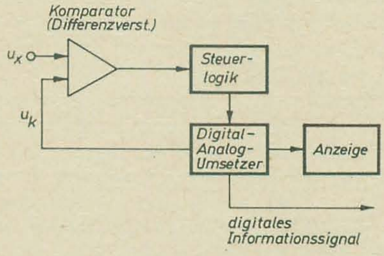


Bild 24: Prinzipschaltbild des Kompensationsumsetzers

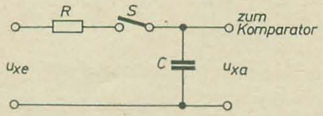


Bild 25: Einfache Tast- und Halteschaltung

6.3. Kompensationsumsetzer – Stufenverschlüßler

Beim Kompensationsumsetzer erfolgt ein direkter Vergleich zwischen analoger Meßgröße (Spannung bzw. Strom) mit dem Vergleichsnormal (Referenzspannung oder -strom) ohne die Nutzung einer weiteren Zwischengröße. Man kann den Kompensationsumsetzer, der insgesamt einen Regelkreis bildet, als einen sich automatisch abgleichenden Kompensator bezeichnen. Ein grundlegendes Blockschaltbild für den Kompensationsumsetzer zeigt Bild 24.

Bei diesem Verfahren wird durch einen als Komparator verwendeten Differenzverstärker die Differenz zwischen der umzusetzenden analogen Meßspannung u_x und einer Kompensationsspannung u_k gebildet. Die Kompensationsspannung wird von einem Digital-Analog-Umsetzer (DA-Umsetzer) geliefert, der bei fast allen Kompensationsumsetzern aus einer sehr genauen Referenzspannung mit einem programmierbaren Präzisionsspannungsteiler besteht. Dabei erfolgt die Programmierung des Spannungsteilers durch eine Steuerlogik. Diese liefert solange Stellimpulse an den DA-Umsetzer, wie die Spannungsdifferenz $|u_x - u_k|$ noch größer als die Hälfte der (durch den DA-Umsetzer) festgelegten Quantisierungseinheit ist. Ist in dieser Weise eine hinreichende Übereinstimmung zwischen analoger Meßspannung und Kompensationsspannung hergestellt, dann wird ein Weiterschalten durch die Steuerlogik gestoppt. Der Wert der Kompensationsspannung, der dann gleich dem der umzusetzenden Spannung u_x ist, wird aus der Einstellung des DA-Umsetzers über elektrische Signale angezeigt.

Je nach dem Algorithmus, nach dem die Annäherung der Kompensationsspannung u_k an die analoge Meßspannung u_x erfolgt, arbeiten die Kompensationsumsetzer nach den verschiedenen Methoden des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal, wie sie im Abschnitt 5. behandelt wurden.

Man unterscheidet in Abhängigkeit davon, ob beim Kompensationsumsetzer die digitale Information und damit die Anzeige für jede Umsetzung jeweils neu aufgebaut werden muß oder ob nur eine Korrektur des vorangegangenen Digitalmeßwertes erfolgt, zwei Grundtypen. Diese sind der Umsetzer mit periodischem Neuaufbau der Kompensationsspannung und der Nachlaufumsetzer; sie sollen in den Abschnitten 6.3.1. und 6.3.2. behandelt werden.

Da die genaue Kompensation der analogen Meßspannung ähnlich wie beim Sägezahnumsetzer Typ I innerhalb sehr kurzer Zeit erfolgt, arbeiten die Kompensationsumsetzer normalerweise als Momentanwertumsetzer. Um auch dann, wenn die umzusetzende Gleichspannung von Störspannungen überlagert ist, richtige Messungen durchführen zu können, müssen den Kompensationsumsetzern Filter vorgeschaltet werden, wodurch jedoch die maximale Zahl von Umsetzungen je Sekunde auf sehr niedrige Werte begrenzt wird.

Damit bei schnell schwankenden Eingangsspannungen während des Kompensationsvorganges auch eine einwandfreie Entscheidung für Spannungsgleichheit zwischen Eingangs- und Vergleichsspannung durch die Steuerlogik möglich wird, ist es vorteilhaft, die Eingangsspannung über eine Tast- und Halteschaltung (sample-and-hold-circuit) dem Komparator zuzuführen. Das Prinzip der Tast- und Halteschaltung ist im Bild 25 dargestellt. Dabei wird in der Tastperiode (sample-period) eine Kapazität C durch die Span-

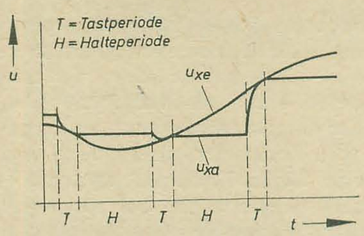


Bild 26: Abtastung einer analogen Meßspannung durch eine Tast- und Halteschaltung

nung u_{xe} über einen Widerstand R und einen (elektronischen) Schalter S aufgeladen. In der Halteperiode (hold-period) wird die Kapazität C durch S vom Eingang abgetrennt, sie muß die abgetastete Spannung als u_{xa} am Eingang des Komparators mit hinreichend niedriger Abweichung halten, bis der Kompensationsvorgang beendet ist. Die Zeitkonstante für die Aufladung muß so klein sein, daß die Spannung an der Kapazität der Eingangsspannung hinreichend schnell folgen kann. Der zeitliche Ablauf für einen Tast- und Haltevorgang wird durch Bild 26 erläutert. Ein praktisches Ausführungsbeispiel für eine Tast- und Halteschaltung mit Feldeffekttransistoren ist in [23] angegeben.

Prinzipiell läßt sich natürlich vor den eigentlichen Kompensationsumsetzer auch ein Integrator schalten, der über eine vorgegebene Integrationszeit den arithmetischen Mittelwert der Eingangsspannung bildet, so daß eine integrale Bewertung des analogen Meßwertes erfolgt. Damit lassen sich jedoch die Vorteile des Kompensationsumsetzers, also seine große Genauigkeit und Umsetzgeschwindigkeit, nicht nutzen.

6.3.1. Umsetzer mit periodischem Neuaufbau der Kompensationsspannung

Für die Umsetzung mit periodischem Neuaufbau der Kompensationsspannung sind zwei Verfahren üblich. In einem Fall wird die Kompensationsgröße (Spannung oder Strom) aus einem Referenzstrom oder einer Referenzspannung über programmierbare, gesteuerte Widerstandsnetzwerke gewonnen. Im anderen Falle wird die Kompensationsspannung durch Integration aus einer Serie völlig gleicher Impulse als eine Treppenspannung (Stufenrampe) aufgebaut.

6.3.1.1. Gewinnung der Kompensationsspannung durch programmierbare Widerstandsnetzwerke

Bei der Erzeugung der Kompensationsspannung mit Hilfe programmierbarer Widerstandsnetzwerke sind alle Methoden des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal realisierbar. Am häufigsten werden dabei die Iterations- und die Mehrstufenmethode sowie die erweiterte Zählmethode angewendet. Zählmethode und direkte Methode sind wegen der erforderlichen hohen Schrittzahl bei der Zählmethode und wegen der erforderlichen hohen Zahl von Normalen bei der direkten Methode nicht geeignet. Andererseits sind für den Vergleich Kodierungen vorteilhaft, die nicht direkt einer der im Abschnitt 5. beschriebenen Methoden entsprechen. Besonders für die AD-Umsetzer mit einer Ziffernanzeige (vorwiegend Digitalvoltmeter) muß der Digitalwert in einem Kode vorliegen, der eine günstige Dekodierung und Ansteuerung dezimaler Ziffernanzeigen erlaubt. Am häufigsten werden dafür der BCD-Kode mit der Wertigkeit 8-4-2-1 und der Aiken-Kode mit der Wertigkeit 2-4-2-1 bzw. 4-2-2-1 für die einzelnen Bit einer Tetrade angewendet (vgl. Abschnitt 2.). Bei Anwendung des BCD-Kodes wird jede einzelne Dezimalstelle nach der Iterationsmethode ermittelt.

Im folgenden seien einige Möglichkeiten für den Aufbau von programmierbaren Widerstandsnetzwerken für die Realisierung der DA-Umsetzer angegeben. Eine verhältnismäßig ausführliche Darstellung von Möglichkeiten zur DA-Umsetzung ist in [1] enthalten.

Als Beispiele zeigen die Bilder 27 und 28 zwei Netzwerke für die Umsetzung reiner Dualzahlen. Bild 27 zeigt einen Spannungsteiler mit dualgestuften Widerständen. Bei dieser Schaltung sind alle Widerstände $2^n \cdot R$ zweimal vorhanden. Eine (b + 1)stellige Dualzahl

$$z = \sum_{n=0}^{b} z_n 2^n \qquad (73)$$

wird dadurch in eine proportionale Spannung umgesetzt, daß für $z_n = 0$ Schalter S_n geschlossen und Schalter $\bar{S}_n$ geöffnet und für $z_n = 1$ Schalter S_n geöffnet und Schalter $\bar{S}_n$ geschlossen ist.

Durch die Spannungsteilung kann dann die analoge Kompensationsspannung (ohne Belastung an den Klemmen für u_k) nach

$$u_k = \frac{\sum_{n=0}^{b} z_n 2^n}{\sum_{n=0}^{b} 2^n} u_0 = \frac{u_0}{2^{b+1} - 1} \sum_{n=0}^{b} z_n 2^n \qquad (74)$$

errechnet werden.

Durch die Verwendung von jeweils zwei völlig gleichen Widerständen für jede Dualstelle fließt von der Präzisionsspannungsquelle stets ein konstanter Strom in den Spannungsteiler, da die Quelle immer mit einem konstanten Widerstand

$$R_{ges} = R \sum_{n=0}^{b} 2^n = R\,(2^{b+1} - 1) \qquad (75)$$

belastet wird.

Ist jedoch durch Verwendung einer Präzisionsstromquelle (gekennzeichnet durch einen unendlich hohen Innenwiderstand) ein lastunabhängiger Strom durch die dualgestuften Widerstände gewährleistet, dann wird für jede Dualstelle nur ein Widerstand benötigt.

Im Bild 28 ist ein Leiternetzwerk in π-Schaltung, ebenfalls für Einspeisung durch eine Präzisionsspannungsquelle, die hier einen sehr kleinen Innenwiderstand haben muß, dargestellt. Die Wertigkeit der einzelnen Dualstellen z_n wird durch die Lage der Umschalter S_0 bis S_b bestimmt. Es ist jeweils $z_n = 0$, wenn S_n in Stellung 0 liegt und $z_n = 1$, wenn S_n in Stellung 1 liegt.

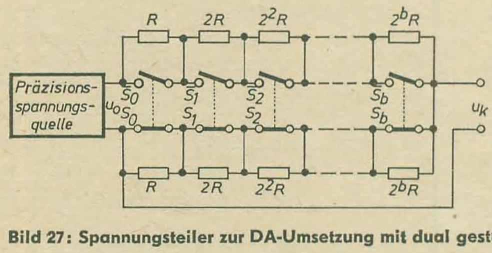


Bild 27: Spannungsteiler zur DA-Umsetzung mit dual gestuften Widerständen

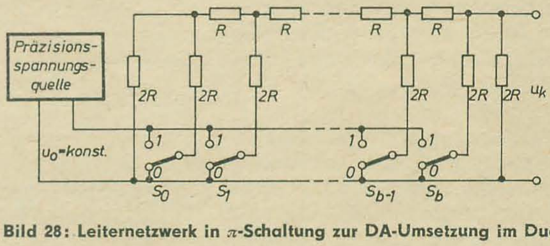


Bild 28: Leiternetzwerk in π-Schaltung zur DA-Umsetzung im Dual-Kode

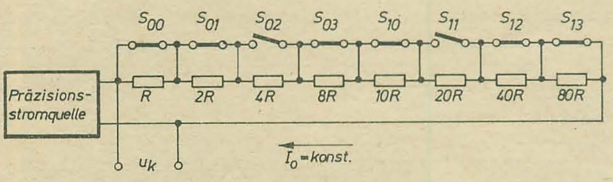


Bild 29: Spannungsteiler zur DA-Umsetzung für zwei Dekaden im BCD-Kode

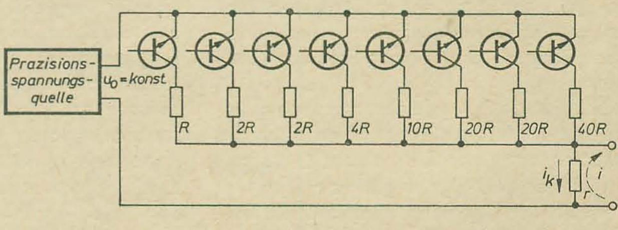


Bild 30: Widerstandsnetzwerk zur DA-Umsetzung für zwei Dekaden im Aiken-Kode

Die analoge Kompensationsspannung ergibt sich (ohne Belastung an den Klemmen für u_k) zu

$$u_k = \frac{1}{3} u_0 2^{-b} \sum_{n=0}^{n} z_n 2^n \qquad (76)$$

Als weitere Beispiele werden in den Bildern 29 und 30 Widerstandsnetzwerke für eine Spannungs- und eine Stromkompensation mit dezimal-tetradischer Kodierung gezeigt.
Bild 29 zeigt zwei durch eine präzise Konstantstromquelle gespeiste Widerstandstetraden für zwei Dekaden im BCD-Kode zur Umwandlung einer $(s + 1)$stelligen Dezimalzahl

$$z = \sum_{\mu=0}^{s} z_\mu 10^\mu \qquad (77)$$

in eine proportionale Spannung (im Bild 29 ist $s = 1$). Die Spannung u_k stellt sich nach der Gleichung

$$u_k = I_0 R \sum_{\mu=0}^{s} \sum_{n=0}^{3} 10^\mu \cdot z_{\mu n} 2^n \qquad (78)$$

ein, wobei gilt:

$z_{\mu n} = 0$, wenn $S_{\mu n}$ geschlossen und

$z_{\mu n} = 1$, wenn $S_{\mu n}$ geöffnet ist.

Bild 30 zeigt als letztes Beispiel zwei durch eine präzise Konstantspannungsquelle gespeiste Widerstandstetraden für zwei Dekaden im Aiken-Kode.
Der Kompensationsstrom i_k durchfließt einen kleinen Widerstand r in entgegengesetzter Richtung wie der zu kompensierende Strom i. Bei völliger Kompensation fällt an r keine Spannung ab.
Im Bild 30 ist angedeutet, daß für die erforderlichen Schalter der Widerstandsnetzwerke zur DA-Umsetzung auch Transistoren verwendet werden können. Sehr gut haben sich für das An- und Abschalten von Widerständen in den Netzwerken der DA-Wandler Reed-Kontakte bewährt, da sie keine Restspannungen und Sperrströme in die Schaltungen einführen. Die Reed-Kontakte können mit geringem Kontaktwiderstand und hohem Isolationswiderstand hergestellt werden. Da die Anzugs- und Abfallzeiten von Relais mit Reed-Kontakten in der Größenordnung von einigen Millisekunden liegen, können Umsetzungszeiten von etwa 100 ms bei AD-Kompensationsumsetzern, die Relais im DA-Umsetzer verwenden, nicht unterschritten werden.
Für höhere Umsetzgeschwindigkeiten müssen elektronische Schalter (Dioden oder Transistoren) im DA-Umsetzer verwendet werden. Da diese nur mit hohem Aufwand in Reihe geschaltet werden können, sind nur solche Netzwerke für die Anwendung elektronischer Schalter geeignet, bei denen die Schalter einseitig gleiches Potential führen. Ein Beispiel dafür ist die Schaltung nach Bild 30.
Die Anforderungen an die Schalttransistoren sind:
sehr kurze Schaltzeit, niedrige Restspannung ($< 5\,\mu$V) im durchlässigen Zustand, niedriger Reststrom ($< 1\,\mu$A) im gesperrten Zustand.
Das Prinzipschaltbild für die AD-Kompensationsumsetzer mit programmierbaren

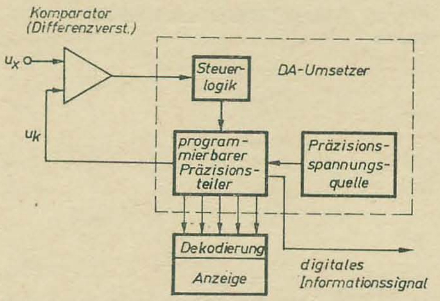


Bild 31: Prinzipschaltbild für den Kompensationsumsetzer mit programmierbaren Widerstandsnetzwerken

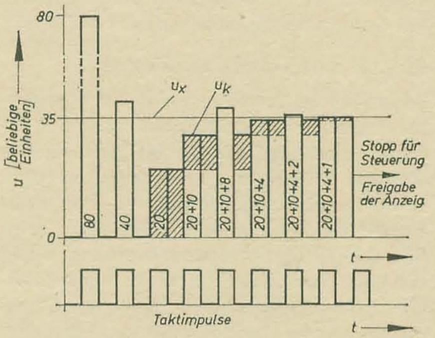


Bild 32: Zeitablauf eines Kompensationsvorgangs bei Verwendung eines programmierbaren Teilers nach Bild 29

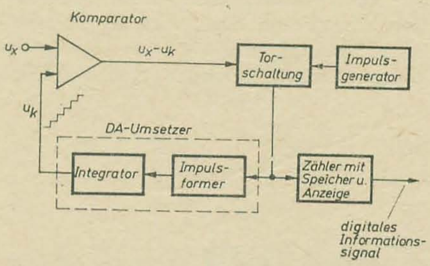


Bild 33: Prinzipschaltbild des Kompensationsumsetzers mit Verwendung einer Treppenspannung

Widerstandsnetzwerken zeigt Bild 31. Die Steuerlogik liefert solange Steuerimpulse zur stufenweisen Vergrößerung der Kompensationsspannung an den programmierbaren Präzisionsteiler, wie die Differenz $u_x - u_k$ positiv ist.
Ist $u_x - u_k$ negativ, dann wird die letzte gestufte Erhöhung von u_k wieder rückgängig gemacht und die nächstkleinere Stufe für die Erhöhung zu u_k addiert. Ist die Differenz $u_x - u_k$ so gering, daß u_k nicht mehr besser an u_x angenähert werden kann, dann stoppt die Steuerlogik die Einstellung des Präzisionsteilers, und seine Einstellung wird über eine Dekodierschaltung zur ziffernrichtigen Anzeige gebracht.
Im Bild 32 ist der zeitliche Ablauf eines Kompensationsvorganges bei Anwendung eines Netzwerkes nach Bild 29 dargestellt, wenn die analoge Meßspannung 35 Einheiten beträgt. Die Stufen der Kompensationsspannung von 80 und 40 Einheiten werden nach dem Einschalttakt jeweils gleich wieder abgeschaltet, da $u_x - u_k$ negativ ist. Die Stufen von 20 und 10 Einheiten bleiben eingeschaltet, die Stufe von 8 Einheiten wird wieder abgeschaltet, die Stufe von 4 Einheiten bleibt eingeschaltet, die Stufe von 2 Einheiten wird wieder abgeschaltet, zuletzt wird die Stufe mit einer Einheit zugeschaltet und bleibt eingeschaltet. Damit ist der Kompensationsvorgang beendet, die Steuerlogik stoppt und liefert ein Steuersignal zur Freigabe der Anzeige.
Die Einheiten der Kompensationsspannung sind dann für das Beispiel nach Bild 32 folgendermaßen zusammengesetzt:

$$35 = 10^0 (1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3) + 10^1 (1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^3)$$

$$35 = 1 \cdot 1 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 8 + 1 \cdot 10 + 1 \cdot 20 + 0 \cdot 40 + 0 \cdot 80$$

$$35 = 1 + 4 + 10 + 20 = 35$$

Für den Kompensationsvorgang wird die Reihenfolge des Einschaltens der Stufen so gewählt, daß immer mit der größten Stufe begonnen wird und anschließend die folgende kleinere eingeschaltet wird.

Die Genauigkeit der Umsetzung wird beim Kompensationsumsetzer mit programmierbaren Widerstandsnetzwerken direkt von folgenden Faktoren bestimmt:

- Genauigkeit der Präzisionsspannungs- oder -stromquelle
- Genauigkeit des Präzisionsteilers
- Genauigkeit des Spannungsvergleichs zwischen u_x und u_k

Es lassen sich Umsetzungsfehler von $< 1 \cdot 10^{-4}$ erreichen, es sind Geräte mit einem Fehler von $\leq 0{,}005\,\%$ bekannt. Bei Anwendung von Reed-Relais für die Schalter in den Widerstandsnetzwerken werden etwa 10 Umsetzungen je Sekunde erreicht, bei Anwendung von Tunneldioden etwa $20 \cdot 10^6$/s.
Selbstverständlich spielt die Auflösung, also die Zahl der umgesetzten Dezimal- oder Dualstellen, eine Rolle bei der maximalen Umsetzgeschwindigkeit, da die Zahl der zu schaltenden Stufen mit steigender Auflösung immer größer wird. Einen entscheidenden Einfluß auf die Umsetzgeschwindigkeit hat die Methode des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal bei diesen Kompensationsumsetzern, da hier prinzipiell alle Methoden anwendbar sind (vgl. Bild 8).
Auch mit den Kompensationsumsetzern läßt sich dann eine Umsetzung von Spannungsverhältnissen zur Quotientenmessung durchführen, wenn anstelle der Präzisionsspannungsquelle die zweite Spannung angeschlossen wird.

6.3.1.2. Verwendung einer Treppenspannung (Stufenrampe) als Kompensationsspannung

Der DA-Umsetzer im AD-Kompensationsumsetzer läßt sich auch dadurch realisieren, daß die von einem Impulsgenerator kommenden Impulse über einen Impulsformer einem Integrator zugeführt werden. Der Impulsformer hat die Aufgabe, an seinem Ausgang „Einheitsimpulse" mit gleichem und konstantem Spannungs-Zeit- oder Strom-Zeit-Integral zu liefern.

Diese Impulse werden auf einen Integrator gegeben, der dann an seinem Ausgang eine Treppenspannung (Stufenrampe) liefert, wobei jede Treppenstufe aus der Integration eines „Einheitsimpulses" entstanden ist.
Bild 33 zeigt das prinzipielle Schaltbild des Kompensationsumsetzers mit einer durch Integration aus „Einheitsimpulsen" gewonnenen Kompensationsspannung. Mit einem Komparator erfolgt wieder der Vergleich zwischen analoger Meßspannung und Kompensationsspannung. Solange die Spannungsdifferenz $u_x - u_k$ positiv und größer als ein durch die nachfolgende Torschaltung erkennbarer Schwellenpegel ist, ist die Torschaltung geöffnet, und die Impulse des Impulsgenerators gelangen zum Impulsformer und Integrator sowie gleichzeitig zum Zähler mit Speicher und Anzeige. Ist die Spannungsdifferenz $u_x - u_k$ geringer als der von der Torschaltung erkennbare Schwellenwert, dann wird das Tor geschlossen, und der Zähler bleibt stehen. Die vom Zähler angezeigte Zahl ist dann proportional der analogen Eingangsspannung u_x, da die Bedingung zum Zählerstopp aus $u_k = u_x$ abgeleitet wurde und u_k soviel Spannungsquanten enthält, wie Impulse in den Zähler und gleichzeitig in den Integrator eingelaufen sind.
Die Genauigkeit hängt bei diesem AD-Umsetzer in erster Linie vom Impulsformer und von der Linearität des Integrators ab. Hinsichtlich des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal arbeitet der Umsetzer nach der Zählmethode, da die in u_x enthaltene Zahl von gleichen, aus der Summation der Zeitintegrale der „Einheitsimpulse" gebildeten Spannungsquanten gezählt wird.

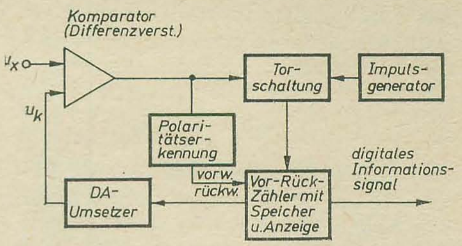


Bild 34: Prinzipschaltbild des Nachlaufumsetzers

6.3.2. Nachlaufumsetzer

Beim Nachlaufumsetzer wird die Kompensationsspannung und damit auch der digitale Wert und der Zählerstand für die Anzeige bei einer neuen Messung nicht immer wieder neu aufgebaut. Das Prinzipschaltbild für diesen Umsetzer zeigt Bild 34. Nach der ersten Messung bleibt die aus dem Zählerstand über den DA-Umsetzer aufgebaute Kompensationsspannung so lange erhalten, wie der Komparator keine Spannungsdifferenz aus $u_x - u_k$ liefert, die den Schwellwert für die Öffnung der Torschaltung überschreitet. Überschreitet diese Differenz den Schwellwert, dann wird die Torschaltung geöffnet, und die Impulse des Impulsgenerators gelangen zum Vor-Rückwärtszähler. Die Zählrichtung (vorwärts oder rückwärts), in der der Zähler die Impulse zählen soll, wird mit einer Polaritätserkennung aus der Spannungsdifferenz ermittelt und mit einem entsprechenden Signal dem Zähler zugeführt. Der Zähler ist direkt mit einem DA-Umsetzer gekoppelt, so daß die Kompensationsspannung wieder direkt vom Zählerstand bestimmt und mit Hilfe der Vorwärts-Rückwärts-Steuerung des Zählers der analogen Meßspannung „nachgeführt" wird.
Der Vergleich zwischen Analogwert und Vergleichsnormal erfolgt beim Nachlaufumsetzer nach der Zählmethode, da die durch die Torschaltung gelangenden Impulse den Zähler (und damit über den DA-Umsetzer direkt gekoppelt die Kompensationsspannung) nur in einzelnen gleichen Quanten weiterschalten können. Für jeden neuen Meßzyklus wird dabei aber immer nur die Abweichung zum vorhergehenden Meßwert neu kompensiert.

Wird fortgesetzt

Enge Zusammenarbeit der UVR und der DDR um die Verwirklichung der sozialistischen wirtschaftlichen Integration

Die schnelle Entwicklung der Schwachstromtechnik in der Ungarischen Volksrepublik und in der Deutschen Demokratischen Republik bedingte den Ausbau einer engen wirtschaftlichen und wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit.
Die nachrichtentechnischen Betriebe und Institute der beiden Länder nahmen die Beziehungen auf dem Gebiet der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit bereits im Jahre 1960 auf. Vor zehn Jahren, d. h. im Jahre 1962, wurde der „Ausschuß für Wirtschaftliche und Wissenschaftlich-Technische Zusammenarbeit DDR–UVR" konstituiert und als dessen ständiges Arbeitsorgan die „Arbeitsgruppe Schwachstromtechnik DDR–UVR" gebildet. Sie unterhielt vom ersten Jahre an systematische Kontakte und orientierte ihre Tätigkeit auf die Verwirklichung der sozialistischen Arbeitsteilung. Die ersten Ergebnisse dieser Arbeit zeigten sich bereits im Jahre 1964 in der Ausarbeitung und Verwirklichung grundsätzlicher Beschlüsse hinsichtlich der Typenspezialisierung von Rundfunkempfänger- und Senderröhren bzw. sonstigen Elektronenröhren und verschiedenen Halbleiterbauelementen.
In den späteren Jahren wurde eine neue Form der Zusammenarbeit, die „Entwicklungs- und Fertigungsspezialisierung auf Vertragsbasis" eingeführt. Auf dem Gebiet der elektronischen Bauelemente wurden dementsprechend vier Grundverträge über Fertigungsspezialisierung abgeschlossen, die ganze Erzeugnisgruppen erfassen, bis 1975 rechtskräftig sind und stets um neue Erzeugnisgruppen erweitert werden. Die aus der Spezialisierung resultierenden Lieferungen erreichen etwa 60 % des gesamten Warenaustausches auf diesem Gebiet.
Einen aktiven Beitrag leistete die Arbeitsgruppe bei der Koordinierung der Pläne für die Jahre 1965 bis 1970 und in noch stärkerem Maße für den Zeitraum 1970 bis 1975 sowohl hinsichtlich der elektronischen Bauelemente als auch der nachrichtentechnischen Einrichtungen. Die enge Zusammenarbeit erschloß neue Möglichkeiten zur Erweiterung des gegenseitigen Warenaustausches, der im Ergebnis dieser Arbeit in zehn Jahren auf mehr als den zehnfachen Wert anstieg.
Im Jahre 1970 vereinbarten die zuständigen Minister der beiden Länder eine umfassende Zusammenarbeit auf dem Gebiet der elektronischen Bauelemente, und dementsprechend wurde eine umfassende Tätigkeit zur Vorbereitung der Spezialisierung von Halbleiterbauelementen und integrierten Schaltkreisen aufgenommen.
Im Interesse der Förderung der Verwirklichung des „Komplexen Programms" der XXV. Tagung des RGW untersuchen zur Zeit die Experten beider Länder weitere Möglichkeiten der Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik.

Dr. Szita Jánosné

Zwei Batterieladegeräte mit automatischer Ladezustandskontrolle und Ladeendabschaltung

HAGEN JAKUBASCHK

Batterieladegeräte mit automatischer Endabschaltung wurden in der einschlägigen Literatur schon mehrfach beschrieben [3] [4] [5]. Diese Geräte sind jedoch fast ausschließlich für kleinere Akkus und Ladestromstärken bis höchstens 1 A geeignet und erfassen häufig nicht die für eine genaue Ladezustandskontrolle und exakte Endabschaltung notwendigen Betriebsparameter. Im folgenden werden zwei neuartige impulsgetastete Schaltungen für Ladegeräte beschrieben, von denen die erste Variante eine Konstantstromladung ermöglicht und gleichzeitig die Ladeendabschaltung bewirkt. Die zweite Variante arbeitet mit Thyristoren und ist vorzugsweise für die vollautomatische Ladung von Akkus größerer Kapazität (Kfz-Batterien u. ä.) geeignet.

Beide Geräte eignen sich gut als Pufferladegeräte zur ständigen Bereitschaftshaltung geladener Akkus, da bei zunehmender Selbstentladung eine Nachladung einsetzt. Ein Umdimensionieren der hier für 12-V-Akkus ausgelegten Schaltungen auf andere Akkutypen (6-V- sowie NC-Akkus entsprechender Spannungen) ist möglich. Ladetransformator und Ladegleichrichter werden nicht näher behandelt. Sie entsprechen dem aus der konventionellen Ladetechnik Bekannten. Allgemeine Hinweise auf die Eigenschaften von Sekundärelementen sowie auf die verschiedenen Ladearten und die dabei einzuhaltenden Betriebswerte sind in [1] [2] enthalten.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines gepulsten Konstantstromladegerätes mit automatischer Ladeendabschaltung. Dieses Gerät ist mit der hier gezeigten Dimensionierung für 12-V-Akkutypen bis zu einer Kapazität von etwa 5···8 Ah ausgelegt. Bei Verwendung eines höher belastbaren Transistors für T_5 sind höhere Ladeströme möglich. Andererseits eignet sich diese Schaltung auch gut für Kleinakkus (Ladeströme unter 0,1 A). Charakteristikum des Gerätes ist die mit konstantem Strom erfolgende Ladung, bis der Akku seine Ladeendspannung erreicht hat, (14,5 bis 15 V für 12-V-Pb-Akkus, für andere Typen siehe [1]). Bei diesem Wert wird die Ladung beendet, sie setzt bei absinkender Batteriespannung erneut ein. Eine vorteilhafte Besonderheit der Schaltung besteht darin, daß am Ausgang bei fehlendem oder falsch gepoltem Akku kein Ladestrom abgegeben wird, d. h., der Ausgang ist kurzschluß- und verpolungssicher.

Die Konstantstromladung wird durch T_5, La und Z-D_2 gewährleistet. Zunächst sei angenommen, daß T_4 ständig geöffnet ist. Das Gerät erhält seine Betriebsspannung aus einem Ladegleichrichter üblicher Art (Netztrafo und Graetz-Gleichrichter), der am 1000-μF-Ladekondensator etwa 24 V bereitstellt. Wenn T_4 geöffnet ist, wird über dessen Kollektorstrom und Z-D_2 eine konstante Basisspannung für T_5 erzeugt. T_5 öffnet, und es fließt ein Ladestrom. Dieser hängt dabei vom Lampentyp La bzw. dessen Widerstand ab. Die Emitterspannung von T_5 entsteht als Spannungsabfall über La und nimmt den Wert der Spannung über Z-D_2 abzüglich der Basis-Schwellenspannung von T_5 an. Über La liegt somit eine konstante Spannung, womit auch der Strom durch La – von deren Widerstand abhängig – und damit auch der Kollektorstrom von T_5 konstant gehalten werden. Durch geeignete Auswahl des Lampentyps wird der Ladestrom entsprechend dem vorgegebenen Akkutyp bemessen. Eine Umschaltung des Ladestromes durch Umschalten von La bzw. Parallelschalten von Widerständen zu La ist möglich (bei Ladeströmen über 0,5 A die Maximalverlustleistung von T_5 beachten!). Für geringere Ladeströme wird für La ein 50-mA-Typ ausgewählt oder auf die Lampe verzichtet und – für Ladeströme bis zu wenigen mA – ein Widerstand entsprechender Größe eingefügt. Die Lampe zeigt zugleich die stattfindende Ladung an. Nach beendeter Ladung wird T_5 gesperrt, La erlischt.

Die Ladeendabschaltung funktioniert folgendermaßen:

Aus dem angeschlossenen Akku wird zunächst über den Widerstand R_1 der Kondensator C_1 aufgeladen. Gleichzeitig erhält die Basis von T_1 über D_1 und P_1 eine Vergleichsspannung, die aus der Akku-Klemmenspannung abgeleitet wird. T_1, T_2 sind zunächst noch gesperrt. Demzufolge sind auch der aus T_3 und T_4 bestehende monostabile Komplementärmultivibrator sowie T_5 gesperrt, so daß zunächst kein Ladestrom fließt. Über C_1 baut sich nun eine Spannung auf, die maximal den Wert der Z-Spannung von Z-D_1 erreichen kann. Dabei wird kurz unterhalb dieses Wertes der Emitter von T_1 negativ gegenüber dem über D_1 und P_1 abgegriffenen Basispotential. T_1 beginnt zu leiten, sein Kollektorstrom öffnet T_2, und dieser wiederum sorgt für sofortige volle Durchsteuerung von T_1, wobei das Potential am Schleifer P_1 stark abgesenkt wird. Über T_1, T_2 und die Basis von T_3 wird dabei C_1 sofort entladen. Dieser Entladestromstoß läßt den monostabilen Multivibrator kippen, der wiederum für eine Impulsverlängerung sorgt, wobei der Kollektorstrom von T_4 den Längstransistor T_5 öffnet und den Ladestromfluß zum Akku bis zum Eintreffen des nächsten Entladeimpulses von C_1 aufrechterhält. Sobald C_1 entladen ist, sperren T_1 und T_2 wieder, und über R_1 setzt erneut die Aufladung von C_1 ein. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch mit einer Frequenz von etwa 400 Hz (die relativ unkritisch ist und im Hinblick auf Exemplarstreuungen der Halbleiter mit R_1 und C_1 festgelegt wird). R_1 darf dabei nicht zu niederohmig werden, weil sonst u. U. T_1 und T_2 nach beendeter Entladung von C_1 nicht wieder schließen (der Strom

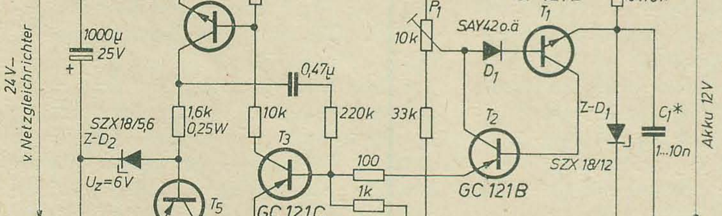


Bild 1: Schaltung des automatischen Akkuladegerätes mit Konstantstromladung und Ladeendabschaltung für Ladeströme ≦ 1 A

über R_1 darf nicht zur vollständigen Durchsteuerung von T_2 ausreichen, dessen β-Wert deshalb nicht zu hoch sein sollte). Die Zeitkonstante des monostabilen Multivibrators ist mit dem 0,47 μF-Kondensator so festgelegt, daß in den Pausen zwischen den C_1-Entladungen T_5 ständig geöffnet bleibt. Aus dieser Wirkungsweise ist ersichtlich, weshalb das Gerät bei fehlender oder falsch gepolter Batterie keinen Ladestrom abgeben kann: Es fehlt entweder die Ladespannung für C_1 – die ja dem (niemals restlos entladenen) Akku entnommen wird –, oder Z-D_1 ist in Durchlaßrichtung gepolt und verhindert die Aufladung von C_1, so daß keine Steuerimpulse entstehen können. T_5 bleibt dann gesperrt.

Mit zunehmender Ladespannung an den Akkuklemmen steigt auch das Potential an P_1. Sobald die Ladeendspannung der Batterie erreicht ist, ist das an P_1 abgegriffene Potential negativer als das Emitterpotential von T_1, dessen maximaler Wert ja durch Z-D_1 begrenzt ist. T_1 wird dann nicht mehr geöffnet, C_1 nicht mehr entladen. Die Impulse setzen aus; T_3 und T_4 werden nicht mehr angesteuert, T_5 schließt, womit die Ladung beendet ist. Bei etwas absinkender Akkuspannung sinkt das Potential an P_1, dadurch kommt es zur erneuten Öffnung von T_1 und T_2, zur Entladung von C_1 usw., so daß der Ladestrom wieder einsetzt. Praktisch erfolgt nach Ladeschluß eine periodische Nachladung, erkennbar am zeitweiligen Aufleuchten von La in größeren Abständen bzw. kurz vor Ladeschluß am Pulsieren von La. Der Akku wird dadurch ständig in vollgeladenem Zustand gehalten.

Mit P_1 wird die Automatik auf Abschaltung bei der für den Akku vorgegebenen Ladeschlußspannung eingestellt, wobei diese Einstellung sowie der mit La festgelegte Ladestrom so wählbar sind, daß auch gegen Ladungsende ein stärkeres Gasen des Akkus vermieden wird [1] und die Ladung daher unbeaufsichtigt erfolgen kann. Beim Aufbau sollte der Schalter S_1 vorgesehen werden, um bei ausgeschaltetem Gerät eine unnötige Rückentladung des Akkus zu vermeiden, falls dieser noch angeschlossen ist. Sie kommt vorwiegend über P_1 zustande und ist mit maximal 0,5 mA sehr gering. Die Pulsfrequenz kann bei der Ersteinstellung parallel zu Z-D_1 oszillografisch oder mittels hochohmigem NF-Verstärkereingang gehörmäßig kontrolliert werden. Sie ist relativ unkritisch und sinkt gegen Ladungsende zunehmend ab.

Die Zenerspannung von Z-D_1 soll etwa der Akku-Nennspannung entsprechen. Bei einer Auslegung für 6-V-Akkus sollte Z-D_1 demzufolge eine 6-V-Z-Diode sein. Der Netzgleichrichter sollte dann etwa 18 V Gleichspannung liefern. Ein von 6 V auf 12 V Akkuspannung umschaltbares Gerät wird zweckmäßig mit einem 24-V-Ladegleichrichter versehen, wobei je nach Batteriespannung und Ladestrom Z-D_1 sowie Z-D_2 und/oder La umzuschalten sind. Falls sich eine Umschaltung der Impulsfrequenz dabei als notwendig erweist, werden für C_1 zwei Größen vorgesehen und der jeweils eingeschalteten Z-D_1 mit passendem

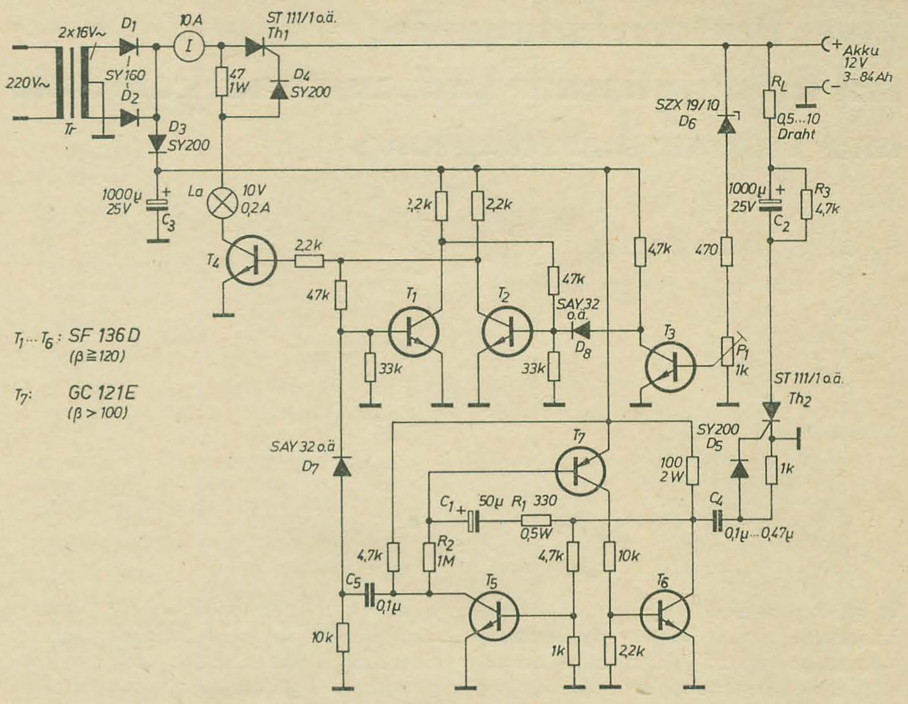


Bild 2: Automatisches Ladegerät mit periodischer Batterieprüfung unter Belastung und Ladeendabschaltung für hohe Ladeströme. Vorzugsweise für Kfz-Akkumulatoren geeignet.

Wert zugeordnet. Das Gerät läßt sich also sehr variabel gestalten.

Für Ladeströme von mehr als 1 A ist wegen der dabei auftretenden Verlustleistung ein Transistor als Schalter im Längszweig ungünstig. Akkus entsprechender Größenklasse – z. B. Kfz-Akkus – werden vorteilhaft auch nicht nach dem Konstantstromprinzip geladen, sondern man wendet eine Konstantspannungsladung oder eine kombinierte Ladeform (Widerstandsladung) an [1]. Bei diesen Akkus erfolgt die Festlegung des Ladestromes oder der Ladespannung wie bei konventionellen Ladegeräten mittels Trafospannung und ggf. Lade-Vorwiderstand. Die Schaltung nach Bild 1 ist deshalb für diese Fälle weniger geeignet. Ein Ladegerät für Kfz-Akkus soll ebenfalls bei Erreichen des Ladeendes automatisch abschalten. Zusätzlich ist hier aber eine Prüfung des Batteriezustandes unter Last erforderlich, weil sonst trotz erheblichen Kapazitätsverlustes einiger Zellen die Ladeendspannung normal erreicht wird und dieser Wert allein dann eine betriebsbereite Batterie vortäuschen kann. Ein Ladegerät hierfür muß also als Ladeendkriterium die Batteriespannung unter Belastung verwenden. Für die dabei – und zu Beginn der Ladung – zu schaltenden hohen Ströme bietet sich der Einsatz von Thyristoren an. Die Lastprüfung muß periodisch und automatisch erfolgen. Eine solche Schaltung, die vorzugsweise für die ständige Bereithaltung von Kfz-Akkus geeignet ist, zeigt Bild 2. Sie gestattet Ladeströme bis zu 10 A; der Batteriezustand wird durch Impulsbelastung mit 10···20 A Entladestrom geprüft. Der Ladestrom wird nach den in [1] gegebenen Hinweisen durch geeignete Wahl der Sekundärspannung des Ladetrafos Tr sowie ggf. durch Schaltung eines Widerstandes von einigen Ohm anstelle oder in Reihe mit dem Ladestrommesser I festgelegt. Auf diese – dem Herkömmlichen entsprechenden – Details wird hier nicht näher eingegangen.

Für die Funktion ist wichtig, daß hinter dem Ladegleichrichter D_1, D_2 kein Elko vorhanden ist. Die Ladespannung sinkt deshalb bei jedem Nulldurchgang der Netzspannung vorübergehend auf Null ab, wodurch der Thyristor Th_1, falls er gezündet ist, jeweils abgeschaltet wird. Die aus der Ladespannung gewonnene Automatik-Betriebsspannung, die keine merkliche Welligkeit aufweisen darf, wird deshalb über die zur Entkopplung dienende Diode D_3 abgegriffen und mit C_3 geglättet. Über Th_1 wird der Ladestrom während der Ladung durchgeschaltet. Solange die Ladeendspannung des Akkus noch nicht erreicht ist, ergibt sich die folgende Funktion:

T_5 bis T_7 bilden einen astabilen Komplementärmultivibrator, der in Abständen von etwa 30 Sekunden kurze Impulse von etwa 0,5 s Dauer erzeugt. Diese Zeiten werden im Bedarfsfall mit C_1 grob festgelegt, mit R_2 wird die Taktfrequenz zu etwa 30 s, mit R_1 die Impulsdauer zu etwa 0,5 s festgelegt. Für Akkus großer Kapazität genügen größere Impulsabstände, man wählt dann $C_1 = 100\ \mu$F (entspricht etwa 1 s Impulsdauer bei 60 s Pausendauer). Die Taktgeberschaltung mit T_5 bis T_7 ist in ähnlicher Form in [6] beschrieben, sie wird deshalb hier nicht näher erläutert. Während der Impulsdauer sind T_6 und T_7 durchgeschaltet, T_5 demzufolge gesperrt. Th_2 zündet stets mit Impulsende des Taktgebers. Über den Prüflastwiderstand R_L – dessen Wert je nach dem für die vorgesehene Akkugröße günstigen Prüflaststrom zu bemessen ist – wird C_2 aufgeladen. Da dieser Kondensator stets in den Pulspausen über R_3 entladen wird, liegt im Zündmoment von Th_2 zunächst

die volle Akkuspannung an R_L, so daß die Batterie mit einem entsprechend starken Entladestromimpuls belastet wird. Durch Aufladung von C_2 klingt dieser Impuls sehr schnell ab. Die Batterie wird deshalb nur für etwa 0,5···1 ms Dauer belastet; für diese Zeit wird Th_2 mit dem starken Prüfstromimpuls beansprucht. Nach Aufladung von C_2 fällt der Ladestrom sehr bald unter den Haltestromwert von Th_2 ab, so daß dieser Thyristor sofort wieder sperrt. Dabei ist zu beachten, daß wegen der durch C_2 und R_3 vorgegebenen Zeitkonstante im Zusammenhang mit der Pausenzeit – in der sich C_2 über R_3 wieder vollständig entladen muß – über R_3 ein Reststrom fließt, der unter dem Wert des Thyristorhaltestroms liegen muß, damit Th_2 wieder blockiert. Der Haltestrom soll daher größer als 5···10 mA sein, was für den hier benötigten 10-A-Typ im allgemeinen zutrifft. Bei der ersten Inbetriebnahme ist dies durch Spannungsmessung über Th_2 zu prüfen, wobei in den Pausenzeiten nahezu die volle Betriebsspannung meßbar sein muß. C_2 wird somit periodisch zum Anschalten der Prüflast R_L benutzt. Die in ihm dabei gespeicherte Ladung geht zwar über R_3 verloren, wird aber vom Netzteil geliefert (bei abgeschaltetem Netz sind beide Thyristoren gesperrt, ein Rückstrom kann nicht fließen!) und beträgt nur etwa 0,04 Ws je Impuls, was etwa einem Dauerverluststrom von nur $\approx$ 1 mA (bei dem angegebenen Impuls/Pausenzeit-Verhältnis) entspricht.

Nach Ablauf des Impulses sperren T_6 und T_7 wieder. Der zuvor über T_6 entladene Zündkondensator C_4 (D_5 sperrt dabei) wird nunmehr über den Kollektorwiderstand von T_6, D_5 und die Steuerstrecke von Th_2 aufgeladen, wobei Th_2 zündet und, wie beschrieben, kurzzeitig die Prüflast R_L anschaltet.

Der Prüfvorgang beginnt mit dem Impulsbeginn, sobald T_6 und T_7 öffnen und T_5 sperrt. Über C_5, D_7 gelangt dabei ein positiver Impuls an die Basis von T_1 und öffnet diesen Transistor. T_1, T_2 bilden einen bistabilen Multivibrator bekannter Art. Mit Öffnen von T_1 sperrt T_2, so daß T_4 geöffnet wird und mit seinem Kollektorkreis über La das Potential an D_4 soweit absenkt, daß D_4 sperrt und Th_1 daher – nach Ablauf der zuletzt durchgeschalteten Ladestromhalbwelle – blockiert. Der Ladestrom wird also zunächst unterbrochen, La leuchtet auf. P_1 ist so eingestellt, daß T_3 bei Nennspannung des Akkus durchgesteuert ist, D_8 also sperrt. Nach Ablauf von etwa 0,5 s ist der Taktimpuls beendet. T_6, T_7 sperren wieder, T_5 öffnet. C_5 wird entladen, was wegen der dabei sperrenden Diode D_7 den bistabilen Multivibrator nicht beeinflußt. Der Ladestrom würde also unterbrochen bleiben. Mit Impulsende kommt es jedoch zu der erwähnten Aufladung von C_4 über D_5 und Th_2 und damit zum Anschalten der Prüflast R_L. Durch die Belastung mit R_L geht die Batterieklemmenspannung kurzzeitig zurück. Falls die Zellenkapazität bzw. der Zelleninnenwiderstand normal und die Batterie voll aufgeladen ist, sinkt die Klemmenspannung hierbei nicht unter 12,4···12,5 V ab. Dieser Spannungssprung wird wegen des über D_6 konstanten Spannungsabfalles in fast voller Höhe an P_1 wirksam. Dieser Regler ist so eingestellt, daß T_3 in diesem Fall noch nicht sperrt. Anders ist es, wenn infolge unzureichender Aufladung oder zu hohen Innenwiderstandes des Akkus die Spannung beim Anschalten der Prüflast weiter zurückgeht. Dann sperrt T_3 infolge Unterschreitens seiner Basisschwellenspannung. Über D_8 gelangt ein positiver Impuls an die Basis von T_2, womit das Flip-Flop umgeschaltet wird. T_2 bleibt leitend, T_1 sperrt. T_4 sperrt somit ebenfalls, und über D_4 erhält Th_1 wiederum sein Anodenpotential, so daß er öffnet und der Ladestrom wieder eingeschaltet wird. Während der nachfolgenden Taktgeberpausenzeit wird die Batterie daher weitergeladen, bis der nächste Taktgeberimpuls erneut in der beschriebenen Weise zunächst den Ladestrom abschaltet und danach erneut die Prüflast anlegt. Erst wenn dabei die Klemmenspannung nicht mehr unter den für die vollgeladene Batterie gültigen Wert absinkt, entfallen das Rücksetzen des Flip-Flops und die Wiedereinschaltung des Ladestromes. Kriterium für das Ende des Ladevorganges ist bei dieser Schaltung also nicht das Erreichen einer bestimmten Ladeendspannung – die nichts über Kapazitätsverlust oder zu hohen Innenwiderstand des Akkus (Platten-Sulfatierung sei als die häufigste Ursache genannt) aussagt –, sondern das Maß des Rückganges der Klemmenspannung bei starker Belastung. Dies kommt den Erfordernissen speziell beim Laden von Kfz-Batterien entgegen, bei denen zum Ausgleich unterschiedlicher Ladezustände einzelner Zellen gelegentlich ein Laden über die Gasungsschwelle hinaus erforderlich ist [1] [2]. Ein nur auf die Ladeendspannung reagierendes Gerät würde in diesem Fall die Ladung vorzeitig abbrechen. Der einmalige Abgleich erfolgt, indem bei einer neuwertigen, einwandfreien und vollgeladenen Batterie (Zellen gemäß Batteriepflegeanleitung einzeln auf Sollwert der Säuredichte prüfen; mit handelsüblichem Batterielastprüfer Zellen einzeln auf Belastbarkeit prüfen!) P_1 so eingestellt wird, daß bei der (gemäß gemessener Säuredichte voll geladenen) Batterie eben die Abschaltung des Ladestromes erfolgt. Der Wert von P_1 wird hierzu, beim Maximum beginnend, langsam verringert.

Die Lampe La ist während der Ladung erloschen und leuchtet stets nur kurz während der Taktimpulsdauer (etwa alle 30 bis 60 s für 0,5···1 s Dauer) auf. Dies dient zugleich als Funktionskontrolle. Bei beendeter Ladung zeigt La Dauerlicht. La kann auch durch einen Widerstand 47 Ω/1 W ersetzt werden.

R_L wird entsprechend der Akku-Kapazität bemessen. Falls für diese Lastprüfung keine Angaben vom Batteriehersteller vorliegen, legt man als Laststrom etwa 0,2···0,3 A je Ah Akku-Kapazität zugrunde und errechnet hieraus und aus der Nennspannung des Akkus R_L. Für einen Kfz-Akku 12 V 42 Ah ergibt sich dann R_L zu $\approx$ 1 Ω. Für andere Einsatzfälle kann man R_L dem bei Betriebsentladung auftretenden stärksten Entladestrom entsprechend bemessen. R_L muß eine gut kontaktierte, hoch belastbare Drahtausführung sein, die den auftretenden Impulsstromspitzen gewachsen ist. Beim Aufbau dieser Schaltung ist den Laststromspitzen auch durch eine zweckentsprechende Verdrahtung Rechnung zu tragen. Die Anschlußpunkte für D_6 und R_L werden gemeinsam direkt an der Akku-Anschlußklemme „+" abgegriffen, wobei zu beachten ist, daß die Zuleitungen zu R_L, C_2, Th_2, Masse und Minusklemme in den Wert von R_L eingehen und daher mit ausreichend großem Querschnitt ausgeführt werden müssen. Der Akku muß – um das Ergebnis der automatischen Lastprüfung nicht zu verfälschen – ebenfalls über kurze, möglichst stets gleichbleibende Leitungen starken Querschnitts angeschlossen werden, wobei auf kontaktsichere Akkuklemmen zu achten ist. Bei der Auswahl von D_6 eignen sich für 12-V-Pb-Akkus alle Z-Dioden, die bei Zenerströmen zwischen 1···3 mA eine Zenerspannung zwischen 10···10,5 V einhalten. Dann ergibt die in der beschriebenen Weise vorgenommene Einstellung von P_1 eine selbsttätige Wiedereinschaltung des Ladestroms, sobald die Akku-Klemmenspannung unter etwa 12,2 bis 12,3 V (ohne Ladestrom) absinkt. Hiermit wird in größeren Abständen eine Erhaltungsnachladung erreicht, so daß der Akku auch nach beendeter Ladung über lange Zeiträume angeschlossen bleiben kann. Damit ist dieses Ladegerät auch geeignet, geladene Akkus ständig in Bereitschaft halten zu können. Eine Kontrolle des Akkus, insbesondere auf Säurestand, ist dabei nur in sehr großen Abständen erforderlich; die in geringen Abständen für Bleiakkus vorgeschriebene Nachladung führt das Gerät selbständig aus.

Bei geringfügig veränderter Dimensionierung ist dieses Gerät auch für NC-Akkus mit Entgasungsöffnung (jedoch nicht für gasdichte Zellen) geeignet. Die hierbei für R_L, Ladeendspannung und Ladestromstärke einzusetzenden Größen sind in [1] genannt. Die Einstellung von P_1 ist jedoch ebenso wie die Bemessung von R_L nur für einen vorgegebenen Batterietyp möglich. Zur Umschaltung auf verschiedene Batteriearten ist diese Schaltung weniger günstig. Der Ausgang dieses Gerätes ist nicht kurzschlußfest. Eine eventuell vorzusehende Sicherung darf jedoch nicht im Ausgang, sondern nur vor Th_1 (in der Amperemeterleitung) angeordnet werden.

Literatur

[1] Zilias, W.: Wartung und Betrieb von Sekundärelementen. radio fernsehen elektronik 17 (1968) H. 6, S. 187–189, H. 7, S. 220–222

[2] Franz: Chemische Stromquellen. Band 79 der Reihe „Der praktische Funkamateur/elektronica". Militärverlag, Berlin 1968

[3] Jakubaschk, H.: Das große Elektronikbastelbuch. Militärverlag, Berlin 1968

[4] Automatisches Batterieladegerät mit Transistoren. Funktechnik (1964) H. 10, S. 364

[5] Schlenzig, K.: Automatisches Ladegerät. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 1, S. 18–20

[6] Kühne, H.: Sinus- und Impulsgeneratoren. Band 107 der Reihe „electronica". Militärverlag, Berlin 1972

Signale aus dem All?

Das Fragezeichen hinter der Überschrift scheint überflüssig zu sein, denn ständig erreichen elektromagnetische Wellen aus dem Kosmos die Erde und werden hier von Astronomen und Radioastronomen registriert und ausgewertet. Wenn wir uns allerdings bei der Fragestellung auf Signale beschränken, die Informationen von einer uns fremden Intelligenz enthalten, so begeben wir uns auf den unsicheren Boden von Hypothesen und wissenschaftlichen Spekulationen, denn noch ist kein Signal aufgefangen worden, von dem wir wüßten, daß sein Absender eine fremde Zivilisation ist! Aber trotzdem vertreten heute Astronomen, Astrophysiker, Biologen, Biochemiker, Kybernetiker und Anthropologen die Auffassung, daß das irdische Leben kein Einzelfall im Kosmos sein kann und daß es Himmelskörper geben muß, auf denen Leben existiert. Über die Häufigkeit und die Struktur dieses Lebens jedoch gehen die Ansichten erheblich auseinander.

Die Vorstellung des Menschen vom Leben auf anderen Himmelskörpern ist uralt. Offenbar war den Menschen der Gedanke unerträglich, das Weltall oder das, was sie darunter verstanden, enthalte außer der bewohnten Erde nur unbelebte Materie. Der Grund dafür dürfte wohl einmal darin zu suchen sein, daß die Menschen gesellige Wesen sind und nach Möglichkeiten suchen, mit anderen geselligen Wesen in Verbindung zu treten. Zum anderen haben sie ein unbelebtes Weltall schon immer als „Verschwendung“ angesehen.

Schon den Denkern des klassischen Altertums war der Gedanke vertraut, einige Gestirne seien der Erde ähnlich und trügen Leben. Noch in der Frühzeit des Christentums war man von der Existenz anderer belebter Welten überzeugt, allerdings in einer geistigen Form, indem man sie sich mit den Seelen Verstorbener bevölkert dachte. Seit Thomas von Aquin jedoch galt das Dogma, daß es nur eine einzige belebte Welt gäbe – die Erde.

In dem Maße, wie die wissenschaftlichen Erkenntnisse zunahmen, wurde auch der Gedanke an außerirdisches Leben wieder lebendig; trotzdem blieben solche Überlegungen bis in die jüngste Zeit hinein rein spekulativ. Erst seit wenigen Jahren ist man in der Lage, auf der Basis gesicherten Wissens aus vielen Gebieten wissenschaftlich exakte Abschätzungen über die Häufigkeit des Lebens im Kosmos, seine Entstehung, Entwicklung und Dauer zu machen. Daß diese Abschätzungen – wie schon erwähnt – weit auseinanderlaufen, darf nicht verwundern, müssen doch noch viele verhältnismäßig willkürliche und subjektive Annahmen gemacht werden. Man muß sich immer darüber im klaren sein, daß wir bis zur Stunde nur eine Form des organischen Lebens kennen – die irdische. Leider tragen die anderen Planeten unseres Sonnensystems mit ziemlicher Sicherheit kein Leben dieser Art und haben vermutlich auch nie welches beherbergt. Damit sind wir auf die Planeten anderer Fixsterne als mögliche Heimstätten organischen Lebens angewiesen. Diese sind jedoch so weit von uns entfernt, daß ein direkter Kontakt mit bemannten oder unbemannten Raumschiffen praktisch ausgeschlossen ist. Die von der utopischen Literatur hartnäckig genährte Vorstellung, Flüge bemannter Großraumschiffe zu fernen Fixsternen seien eigentlich nur eine Frage der Zeit, ist unrealistisch. Eine Berechnung der Flugzeit und der für die Beschleunigung erforderlichen Energie macht die Aussichtslosigkeit eines solchen Unterfangens deutlich.

Somit bleibt als einziges Mittel für eine Kontaktaufnahme die elektromagnetische Welle. Daß man diesem Kontaktmittel große Bedeutung beimißt, geht aus den großangelegten Versuchen in den USA und in der UdSSR hervor, „vernünftige“ Signale von nicht zu weit entfernten Sternen aufzufangen. Bekanntlich sind diese Experimente bisher erfolglos geblieben. Trotzdem werden sie – modifiziert – weitergeführt. Im September 1971 verständigten sich in Bjurokan in der Armenischen SSR sowjetische und amerikanische Forscher über das weitere Vorgehen und koordinierten ihre Vorhaben. Man geht dabei von folgenden Überlegungen aus: Alle Anzeichen sprechen dafür, daß sich die Worte von Engels bewahrheiten, nach denen „das Universum ein riesiges Reservoir von Leben“ sei. Auf einigen Himmelskörpern ist das Leben möglicherweise schon so weit fortgeschritten, daß „menschenähnliche“ Zivilisationen entstanden sind, die unser technisches Niveau erreicht haben oder ihm sogar schon weit voraus sind. Wenn man weiter voraussetzt, daß die uns bekannten physikalischen Gesetze auch in anderen Teilen des Universums gelten, kann man auch auf eine gewisse Übereinstimmung in der Logik hoffen, und das wiederum begründet die Hoffnung, sich mit den anderen Zivilisationen verständigen zu können. Freilich sind wir wegen unseres beschränkten Energiepotentials zur Zeit nicht in der Lage, Sendungen auszustrahlen, die in kosmischen Entfernungen empfangen werden könnten. Wir müssen uns vielmehr auf den Empfang konzentrieren in der Hoffnung, daß uns energiereichere Zivilisationen Informationen senden. Niemand vermag zu sagen, ob und wann diese Suche Erfolg haben wird. Sie ist – bei aller Perfektion der technischen Einrichtungen und bei aller Nüchternheit der beteiligten Wissenschaftler – ein wissenschaftliches Abenteuer ersten Ranges. Käme ein Kontakt zustande, hätte das für die gesamte Menschheit unübersehbare philosophische, wissenschaftliche und praktische Auswirkungen. Die Vorstellung, fremde, unbekannte Lebewesen im All kenenzulernen, ist so erregend, daß sie eigentlich keinen Menschen gleichgültig lassen sollte.

Dem an dieser Thematik interessierten Leser sei das Buch

Signale aus dem All

von Prof. Dr. N. T. Petrowitsch
empfohlen, das dieser Tage in deutscher Übersetzung im VEB Verlag Technik erscheint.
156 Seiten mit 56 Bildern, Preis 9,80 M.

Weitere Neuerscheinungen aus dem VEB VERLAG TECHNIK

H. Gottschalk und M. Lemberg

Elektrotechnik – Elektronik

728 Seiten, 850 Bilder, 60 Tafeln, Leinen 36,– M, Sonderpreis für die DDR 22,– M

Das Buch löst den bisherigen Titel Reinhardt „Elektrotechnik“ ab. Es gibt einen Überblick über das Gesamtgebiet der Elektrotechnik, wobei besonderer Wert auf die Darlegung der Zusammenhänge und des Typischen der einzelnen Fachgebiete gelegt wird. Gegenüber dem Vorgängertitel weist es der Nachrichtentechnik und der Elektronik den gebührenden Platz zu.

E. Kühn und H. Schmied

Integrierte Schaltungen

Siehe Rezension auf der 3. Umschlagseite

M. Krauß und E.-G. Woschni

Meßinformationssysteme

Kennfunktionen – Gütekriterien – Optimierung
Reihe Meßtechnik
232 Seiten, 124 Bilder, 7 Tafeln, Kunstleder 28,– M

Das Buch beschreibt die Aufnahme der statischen und dynamischen Kennfunktionen von Meßfühlern und Meßsystemen und die Verfahren zur Verbesserung ihrer Eigenschaften. Spezielle Gütekriterien ermöglichen die Optimierung der Meßinformationssysteme. Dafür werden Erkenntnisse sowohl der Systemtheorie als auch der Informationstheorie benutzt.

Autorenkollektiv

Probleme der Festkörperelektronik

Band IV
204 Seiten, 102 Bilder, 9 Tafeln, Broschur 22,– M

Zusammenstellung von Arbeiten namhafter Autoren über aktuelle Themen auf dem Gebiet der Halbleitertechnik.

H. Schlesier

SECAM-Farbfernsehen

Grundlagen und Technik des Empfängers
370 Seiten, 379 Bilder, 20 Tafeln, Kunstleder 28,– M

Dieses Buch behandelt als erstes seiner Art umfassend und fundiert die Farbfernsehtechnik, und zwar bezogen auf das Farbfernsehsystem SECAM.

Datentechnik
Datengewinnung, -erfassung, -ausgabe
analog/digital
Datenverarbeitung, Rechentechnik
Datenspeicherung

Anwenderklassifikation optischer Erkennungssysteme

Hans-Egon Steinhagen

Optische Erkennungsgeräte bestimmen zunehmend die Peripherie elektronischer Datenverarbeitungsanlagen. Es wird erläutert, daß durch die Vielfalt der möglichen Erkennungssysteme eine Klassifikation von Systemkonfigurationen nach anwendungstechnischen Gesichtspunkten notwendig ist.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 22, S. 717

Fernsehtechnik
Schwarzweiß

Schwarzweiß-TV-Empfänger „Luxomat 110"

Dr. Heinz Erler

Das Gerät „Luxomat 110" ist der erste Empfänger einer Typenreihe aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, die auf einem neuentwickelten Standardchassis aufbaut. Es wurde eine neue Grundkonzeption geschaffen, nach der in den kommenden Jahren weitere Varianten von Schwarzweißgeräten aufgebaut werden sollen. In diesem Beitrag werden die mechanische Konstruktion und der elektrische Aufbau erläutert.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 22, S. 727

Elektronische Geräte
(außer Meßgeräte)
analog/digital

Datentechnik
Datengewinnung, -erfassung, -ausgabe
analog/digital
Datenverarbeitung, Rechentechnik
Datenspeicherung

Bildschirmgerät BIG 2 – ein neues Datenendgerät

W. Caspar, C. Dittrich, K. Strunz, Ch. Uhlig

Der Beitrag behandelt die optische Datendarstellung mit Hilfe eines neuentwickelten Bildschirmgerätes. Die Grundstruktur, die Funktionen und der Aufbau des Datenendgerätes werden beschrieben.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 22, S. 720

Bauanleitungen

Elektronische Geräte
analog

Zwei Batterieladegeräte mit automatischer Ladezustandskontrolle und automatischer Ladeendabschaltung

Hagen Jakubaschk

Dieser Artikel stellt zwei neue impulsgetastete Schaltungen für Ladegeräte vor. Die erste Variante ermöglicht eine Konstantstromladung und bewirkt gleichzeitig eine Ladeendabschaltung, die zweite arbeitet mit Thyristoren und ist vorzugsweise für die vollautomatische Ladung von Akkus größerer Kapazität (Kfz-Batterien) geeignet.

radio fernsehen elektronik (1972) H. 22, S. 741

Fachbücher

E. Kühn und H. Schmied

Integrierte Schaltkreise

Praktische Hinweise und Anwendungsbeispiele

VEB Verlag Technik, Berlin 1972
160 Seiten, 143 Bilder, Broschur 15,– M

Die sich gegenwärtig vollziehende Einführung integrierter Schaltkreise stellt den Entwickler elektronischer Einrichtungen vor Probleme, die wesentlich größer sind als diejenigen, die seinerzeit beim Übergang von der Röhre zum Transistor auftraten. Der Entwickler muß sich jetzt nicht nur von einem Bauelement auf ein anderes umstellen, sondern von der Entwicklung individueller Schaltungen aus diskreten Bauelementen auf die Zusammenstellung von Schaltungen aus Bausteinen, von der „Entwicklung" auf das „Kombinieren". Dies bedeutet, daß er nicht nur hinzulernen, sondern sich außerdem auf eine neue, bisher ungewohnte Denkweise umstellen muß.

Für diese Umstellung kommt das Buch von Kühn und Schmied gerade zur rechten Zeit. Die Autoren überlassen es dem Spezialisten, sich mit der Halbleitertechnik, dem Diffundieren und Kontaktieren und all den anderen Problemen, die bei der Entwicklung und Fertigung von Schaltkreisen auftreten, auseinanderzusetzen (übrigens gibt es hierüber bereits einige gute Bücher), und betrachten die Schaltkreise als „fertige" Elemente, die man einfach kauft und anwendet. Und gerade zur Anwendung haben sie sehr viel zu sagen.

Das Buch enthält vierzehn Abschnitte und einen in vier Teile gegliederten Anhang. Im ersten Abschnitt findet man einige allgemeine Angaben über die verschiedenen Schaltkreisfamilien und ihre Bedeutung. Die auch in der DDR gefertigte TTL-Schaltkreisfamilie mit ihren NAND-Gattern und Flip-Flop-Typen wird im zweiten Abschnitt vorgestellt. Die folgenden fünf Abschnitte sind den statischen und dynamischen Eigenschaften der TTL-Schaltkreise, den Temperatur- und Spannungseinflüssen, den Störeinflüssen sowie der Zuverlässigkeit gewidmet.

Die letzten sieben Abschnitte mit ihren mehr als 90 Seiten beschäftigen sich mit der unmittelbaren Anwendung der Schaltkreise. Zunächst wird auf die Steuerung systemfremder Lasten und spezielle Schaltfunktionen (den prellfreien Schalter, das exclusive ODER, die Impulsverzögerung usw.) eingegangen. Es folgen Angaben zur Gestaltung von Kippschaltungen, Taktgebern, Frequenzteilern, Impulszählern und Dekodiernetzwerken. Der Anhang mit einer Vergleichsliste integrierter Schaltkreise, den Anschlußschemen, einer Tafel der Lastfaktoren und den Kennwerten der in der DDR erhältlichen Schaltkreise rundet das gelungene Werk ab.

Die Autoren vermitteln dem Neuling auf dem Gebiet der Anwendung von Schaltkreisen gerade das Wissen, das er benötigt, um sich schnell mit der neuen Materie vertraut zu machen. Durch seine Praxisverbundenheit gibt es dem Leser eine gute Hilfestellung für die Erlernung der für den Umgang mit Schaltkreisen erforderlichen neuen Denkweise. Aber nicht nur der Neuling, sondern auch der „alte Hase" wird gern zu diesem Buch greifen, weil er dort kurz und übersichtlich all das zusammengestellt findet, was er eigentlich wissen müßte und was doch immer wieder dem Gedächtnis entschwindet.

K.-H. Rumpf

PrüfFix
Jeder braucht ihn
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 TORGAU

Technologie elektronischer Bauelemente

Physikalisch-technische Grundlagen

Prof. Dr. Heinz
Schmellenmeier
256 Seiten,
123 Abbildungen, 33 Tafeln,
Kunstleder 18,– M

Eine Darstellung einheitlicher Prinzipien der physikalisch-technischen Grundlagen für die Herstellung von Hochvakuum- und Halbleiterbauelementen sowie Lichtquellen. Dabei wird gezeigt, wie die Forderungen der Technik und Ökonomie an die Technologie optimal erfüllt werden können.

Aus dem Inhalt:

Einführung · Ökonomie und Technologie
Werkstoffe · Aufbau. Herstellungsverfahren. Elektrische, thermische, mechanische und chemische Eigenschaften

Behandlung und Verarbeitung von Werkstoffen · Formgebung. Befestigen. Reinigen von Oberflächen. Entgasen. Gase als passive und aktive Werkstoffe. Herstellung dünner Schichten

Einfluß des Reinheitsgrades auf bestimmte Materialqualitäten · Reinheitsbedingte Eigenschaften. Verfahren zur Reinigung. Bewußte „Verunreinigungen"

Vakuum · Werkstoffe für Vakuumgefäße. Erzeugung des Vakuums, Endvakuum und Pumpgeschwindigkeit. Pumpautomaten für große Stückzahlen. Erhaltung des Vakuums

Maschinen und Vorrichtungen · Mechanisierung, Automatisierung. Ein- und Mehrzweckmaschinen. Präzisionsanforderungen. Verschleiß, geplante Reparaturen. Einfluß der Abmessungen der Halbleiterfabrikate auf Verarbeitbarkeit und Qualitätskennziffern

Standardisierung · Lebensdauer und Zuverlässigkeit
Literaturverzeichnis · Sachwörterverzeichnis

Durch jede Buchhandlung erhältlich

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN